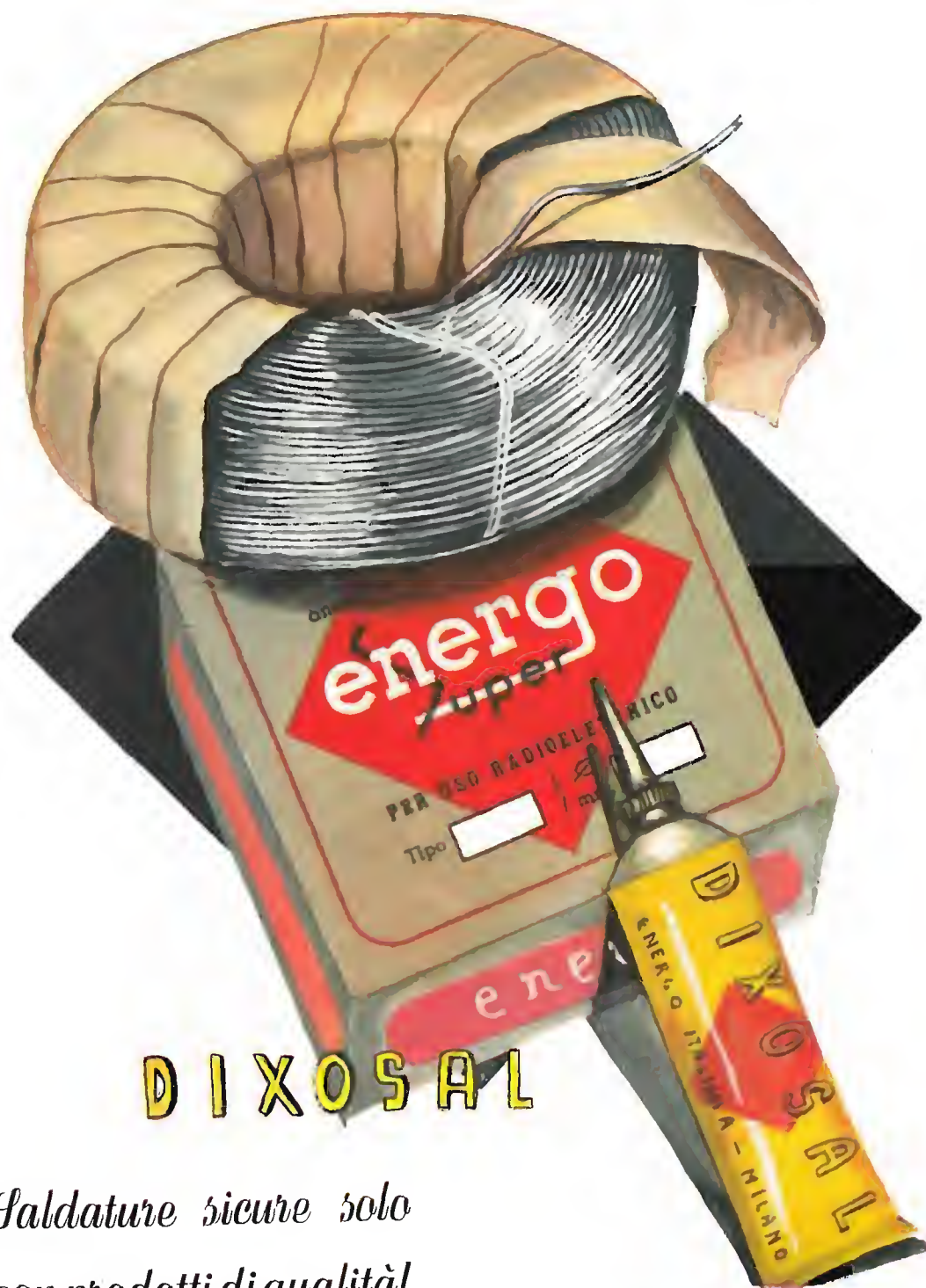
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo II
Anno XXVI Aprile 1954
NUMERO
4
LIRE 250

Armonie di tutto il mondo

4

APRILE 1954

XXVI ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.
Amministratore unico . . . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile . dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » e la sezione « televisione » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa L. 250; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 2500 più 50 (2 %) imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

... in questo numero ...

CONDENSATORI ELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

ELETTRONICHE - CIVILI - PROFESSIONALI - MILITARI

MILANO VIA PANTIGLIATE 5 - Tel. 45.71.75 - 45.71.76

Appuntamento alla Fiera Campionaria

PER quanto la Fiera di Milano non costituisca solitamente un vero e proprio mercato di indirizzo stagionale nel settore radioelettronico nazionale, al quale è esclusivamente dedicata la ormai classica Mostra Nazionale della Radio organizzata nel settembre di ogni anno dall'ANIE, pure quest'anno la 32.a edizione della Fiera assume una particolare importanza nei riguardi della TV.

E' infatti la prima manifestazione commerciale della produzione nazionale dopo l'inizio regolare a pagamento del servizio di televisione circolare italiano.

Sono ormai già quattro mesi che la RAI ha iniziato il suo programma quotidiano TV di 4 ore nei giorni feriali e di 6-8 ore nei giorni festivi raccogliendo (con la sola eccezione di qualche particolare settore programmatico) un ottimo consenso del pubblico.

Avevamo sempre detto e ripetuto su queste stesse colonne che il successo della TV italiana era strettamente legato alla qualità e al genere dei programmi trasmessi: ed oggi, salvo qualche lieve inevitabile contrasto, tipico del pubblico italiano, la TV sta conquistando rapidamente larghi strati di telespettatori che sinora per varie ragioni non vi si erano ancora accostati.

La ragione psicologicamente più importante alla quale si deve ascrivere il richiamo di una gran massa di teleabbonati è dovuta unicamente al fattore " sicurezza di un servizio regolare " quale contropartita dell'investimento di una somma non indifferente per l'acquisto di un televisore.

Tutto ciò è stato nettamente avvertito dall'industria e dal commercio dei televisori in Italia. Le richieste di televisori sono state così tante da esaurire in pochissimo tempo le poche scorte esistenti di apparecchi nazionali e d'importazione, impostando nel contempo notevoli ed assillanti problemi all'industria nazionale.

Molti costruttori che nel corso di questi ultimi anni di trasmissioni sperimentali televisive della RAI, avevano iniziato una piccola produzione d'orientamento, si sono accorti che ben diverso è l'intraprendere e sostenere con regolarità e costanza della qualità del prodotto una vera e propria produzione in serie.

Infiniti problemi e problemucci indubbiamente sottovalutati con forse troppa faciloneria, sono immediatamente insorti con la loro inesorabile realtà costringendo parecchi costruttori (o pseudo costruttori) illusi dal miraggio di lauti guadagni in un vasto mercato in fase di forte richiesta, ad un profondo riesame della propria situazione e delle proprie possibilità tecniche e finanziarie.

Dobbiamo onestamente riconoscere l'utilità e l'opportunità di una vasta selezione nel settore dei costruttori dei televisori a tutto vantaggio del prestigio e del credito di quelle industrie realmente qualificate per tale produzione.

Ben venga e presto anzi, l'auspicato " marchio di qualità " del quale potranno fregiarsi quei televiosri che soddisferanno ad una serie di norme tecniche a garanzia dell'efficienza e della qualità dell'apparecchio: una speciale commissione in seno all'ANIE sta già attivamente studiando tale questione.

L'attuale edizione della Fiera di Milano costituisce già un primo passo verso quel riesame delle condizioni dell'industria nazionale dei televisori, sopra accennati.

Inoltre l'attuale rassegna radio-televisiva della Fiera di Milano, costituisce a differenza della Mostra Nazionale della Radio, una interessante pietra di paragone fra i televisori di produzione nazionale e quelli di importazione estera.

Ed a tutto vantaggio dei primi. La produzione Nazionale odierna può infatti ritenersi per efficienza e qualità assolutamente alla pari (ed in qualche caso anche superiore) alla migliore produzione estera.

L'emancipazione della nostra industria dalla produzione estera è oggi un fatto compiuto: i risultati sono eccellenti e non vi è che da rallegrarsi coi nostri costruttori e progettisti che si trovano ad un livello tecnico veramente cospicuo.

La Fiera di Milano ci ha confermato che al diretto confronto fra produzione estera e produzione nazionale, quest'ultima si è fatta molto onore e ha dimostrato la sua incondizionata capacità ed efficienza.

Da tutte queste premesse non si possono trarre che ottimi auspici per un brillante avvenire della TV in Italia.

Non va inoltre dimenticato che in occasione della Fiera di Milano e precisamente nella giornata della Scienza che coincide col giorno dell'apertura della Fiera stessa; hanno inizio i lavori dell'importante congresso di Elettronica e Televisione organizzato dal Consiglio Nazionale delle Ricerche al quale parteciperanno le maggiori personalità della tecnica elettronica e televisiva del mondo intero.

Anche qui l'Italia è presente con numerose relazioni di tecnici e personalità del nostro mondo scientifico-industriale.

Alla 32.a Fiera di Milano, come d'altronde già in numerose passate edizioni della Fiera stessa la TV è presente viva e vitale in una somma di manifestazioni commerciali, industriali e culturali che altamente onorano il nostro paese.

A. BANFI

Gli Stadi di

(*parte seconda*) *dott. ing. Antonio Nicolich*

3.3 - Metodo di calcolo di R. F. Baum.

Riproduciamo infine un metodo di calcolo dei circuiti FI a sintonia sfalsata, dovuto a Richard F. Baum.

Simboli usati:

f_L = freq. limite superiore della banda da trasmettere;
f_l = freq. limite inferiore della banda da trasmettere;
$f_o = \sqrt{f_L f_l}$ = media geometrica delle due frequenze limite;
f = frequenza istantanea di lavoro

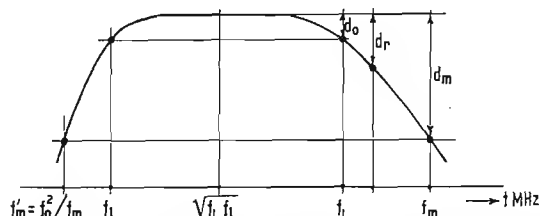



Fig. 7. - Curva di risposta dell'amplificatore FI a sintonia sfalsata.

f_m = frequenza generica fuori della banda e per la quale si desidera un attenuazione prefissata (per es. portante audio);

$\varepsilon = \frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}$;

$\varepsilon_L = \frac{f_L}{f_o} - \frac{f_o}{f_L}$;

$\varepsilon_m = \frac{f_m}{f_o} - \frac{f_o}{f_m}$;

$\alpha = \varepsilon/\varepsilon_L$;
$\alpha_m = \varepsilon_m/\varepsilon_L$;
t = numero dei circuiti;
n = numero d'ordine di ciascun circuito;
$m = n - 1$;
f_{on} = frequenza cui è accordato il circuito ennesimo;
Q_o = coeff. di risonanza naturale dei circuiti;
Q_n = coeff. di risonanza del circuito ennesimo;
r_n = resistenza di smorzamento in parallelo al circuito ennesimo;
G_o = guadagno dell'amplificatore alla frequenza $f_o = G_{max}$
G_o = guadagno medio per stadio quando il numero degli stadi è uguale al numero dei circuiti;
d_r = attenuazione relativa (in neper) del guadagno alla frequenza f rispetto alla frequenza f_o;
d_o = valore assunto da d_r per $f = f_L$ all'estremo gamma;
d_m = valore assunto da d_r per $f = f_m$ all'estremo gamma.

Si assegnano: i limiti della banda passante f_L e f_l;
l'attenuazione d_o (in neper) per f_L e f_l;
l'attenuazione d_m (in neper) per f_m;
il guadagno totale G_o desiderato.

Si devono determinare: il numero t dei circuiti;
il tipo di tubo amplificatore da usare;
le frequenze di accordo f_{on} e i coefficienti di risonanza Q_n dei circuiti.

In fig. 7 è indicata la curva generale di risposta dell'amplificatore, con le frequenze e le attenuazioni di maggior interesse. L'equazione di detta curva è

$$e^{2\,dm} = 1 + 2 d_o \alpha^{2t} \qquad (20)$$

Il guadagno è massimo per $f = f_o$. L'attenuazione del guadagno è uguale per due frequenze aventi per media geometrica f_o. I circuiti vengono raggruppati in coppie in numero pari; se t è dispari uno di essi è precisamente il circuito $(t+1)/2$, ha la frequenza di accordo f_o, ossia $f(t+_1)/2 = f_o$.

Si presuppone a base dei calcoli che l'attenuazione d_o alle frequenze limiti sia $\leq$ 1 neper.

Ricordiamo che un neper = 8,868 dB e che inversamente 1 dB = 0,115 neper.

1°) Dalla (20) si deduce il numero dei circuiti t:

$$t \geq \frac{\lg_{10}[(e^{dm} - 1)/2\,d_o]}{\lg_{10}\alpha^2{}_m} = \frac{A}{B}$$

La fig. 8 fornisce la grandezza A in funzione di $d_m d_o$ = 1 dB.
La fig. 9 fornisce la grandezza B in funzione di $d_m d_o$ = 1 dB.

2°) Con t circuiti, detto G_o il guadagno totale richiesto, ogni stadio deve presentare il guadagno medio: $G_o = {}^t\sqrt{G}$.

Si calcola la quantità $(2\,d_o)^{1/2t}$ con l'aiuto del grafico di fig. 10.

Il tubo da usare deve presentare una pendenza G_m tale che, detta C la capacità totale di accordo (C = 12 ÷ 18 pF = = C entrata + C uscita + C parassita o addizionale), si abbia

$$G_m = \frac{2\,\pi G_o\,(f_L - f_l)\,Ct}{(2d_o)^{1/t}} \qquad (22)$$

La (22) permette di calcolare la pendenza del tubo e quindi di determinare il tipo di tubo da adottare quando si possa stimare C_t. Se il valore di G_m dedotto dalla (21) è tale che nessun tubo amplificatore lo presenti, occorre rifare i calcoli adottando un numero t di circuiti maggiore di quello dedotto dalla (22) assumendo t = al 2° membro.

3°) Si calcola $\varepsilon_L = f_L/f_o - f_o/f_L$; il coefficiente di risonanza Q del circuito accordato alla frequenza centrale f_o, se il numero dei circuiti n è dispari, è dato dall'espressione:

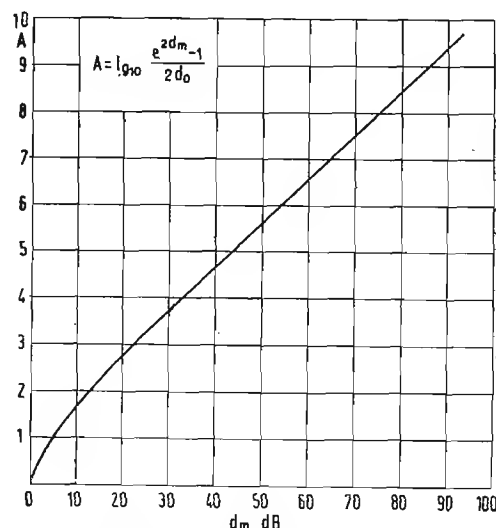



Fig. 8. - Grandezza A in funzione di dn per dr = 1 dB.

Frequenza Intermedia Video

Facendo riferimento alla prima parte del presente articolo, in cui si è mostrata la curva di risposta generale di FI tipica che un ricevitore TV italiano deve presentare e si è esaminato il problema della scelta del valore della FI, si riprende e si continua il paragrafo sulla sintonia a circuiti sfalsati, illustrando un metodo di calcolo dovuto a R.F. Baum e riportandone un esempio numerico.

$$Q = \frac{(2\,d_o)^{1/2t}}{\varepsilon_L} \qquad (23)$$

Se n è pari il valore di Q dato dalla (23) rappresenta un parametro di calcolo senza riferimento ad uno specifico circuito. Per ogni valore di $n = 1 \ldots\ldots t$ e di $n = 0 \ldots\ldots (t-1)$ si calcolano le grandezze:

$$\tau^2{}_n = \frac{1}{Q} \cos \frac{(2m+1)\pi}{t} \qquad (24)$$

$$\mathrm{Ch}\,(2\,\beta_{kn}) = \frac{1}{4Q^2} + \sqrt{\left(\frac{1}{4Q^2}\right)^2 + \frac{\tau^2{}_n}{4} + 1} \qquad (25)$$

$$\cos\,(2\,\beta_{in}) = -\frac{1}{4Q^2} + \sqrt{\left(\frac{1}{4Q}\right)^2 + \frac{\tau^2{}_n}{4} + 1} \qquad (26)$$

$$\lg_{10} \delta_n = \frac{\beta_{kn}}{2{,}3} \qquad (27)$$

Allora la frequenza di risonanza del circuito ennesimo è fornita dalla:

$$f_{on} = f_o \delta_n \qquad (28)$$

mentre la frequenza f'_{on} di accordo del circuito (t-m)esimo è data dalla

$$f'_{in} = f_o\,(t-m) = f_o/\delta_n \qquad (28')$$

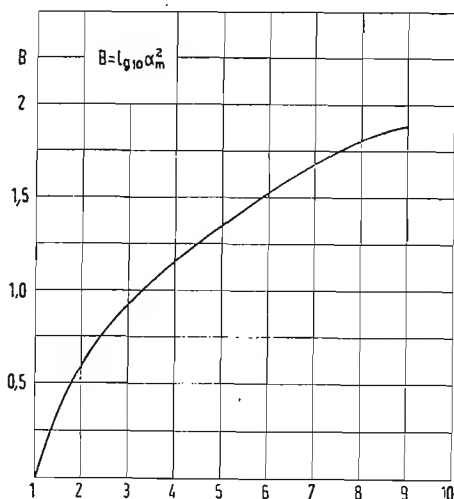



Fig. 9. - Grandezza B in funzione di dn.

Con la (28) si calcolano le frequenze di accordo degli n circuiti sfalsati. Il coefficiente di risonanza di ciascun circuito è fornito dalla:

$$Q_n = Q_t - m = \frac{1}{2\,\mathrm{sen}\,\beta_{in}} \qquad (29)$$

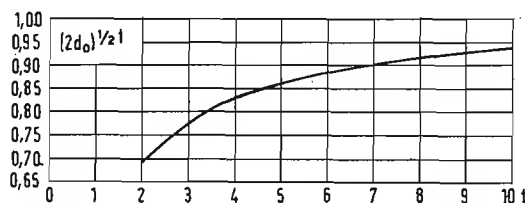



Fig. 10. - Grandezza ($2\,dr$) in funzione del numero t dei circuiti.

Nota — Poichè i circuiti possono venir raggruppati in coppie, le frequenze proprie di due circuiti di una stessa coppia hanno per media geometrica f'_0, perciò basta fare il calcolo per $t/2$ circuiti se n è pari, ovvero $(t-1)/2$ circuiti se n è dispari.

Se i circuiti accordati presentano un coefficiente di risonanza naturale Q_0, per ottenere il Q_n calcolato con la (29) occorre mettere in parallelo ai circuiti una resistenza di smorzamento calcolabile con la:

$$r_m = \frac{Q_o\,Q_n}{\omega_{on}\,C_t\,(Q_o - Q_n)} \qquad (30)$$

4°) Detto G_o il guadagno totale dell'amplificazione, il guadagno medio $\bar{G}_o$ per ogni stadio si calcola con la:

$$\bar{G}_o = \sqrt[(t-1)]{G_o} = \frac{(2\,d)^{1/t}}{2\pi\,C_t\,(f_L - f_l)} \qquad (31)$$

3.4 - Applicazione del metodo di calcolo R. F. Baum·

Applichiamo il metodo esposto al paragrafo precedente 3.3 al calcolo degli stadi a sintonia sfalsata previamente calcolato in 3.2col metodo della semicirconferenza. Si abbia dunque da calcolare un amplificatore FI costituito da 4 stadi (per es. di pentodi EF 42) con 5 circuiti a sintonia sfalsata. La banda della FI si estende da 18 MHz (portante FI audio) a 23,5 MHz (portante FI video). Si vuol determinare le frequenze f_{er} proprie di accordo dei singoli circuiti, i loro coefficienti di risonanza e le relative resistenze di smorzamento da disporre in parallelo ai circuiti stessi per ottenere il passaggio della banda desiderata.

Considerando che la portante FI video deve essere attenuata di 6 dB in 0,75 MHz e che la portante FI audio deve essere attenuata di circa 30 dB in 0,5 MHz, la banda pas-

sante, per la quale si ammette l'attenuazione di 1 dB = = 0,115 neper si riduce a 5,5 — 0,75 — 0,5 = 4,25 MHz.

I dati del problema sono dunque:
f_L = 22,75 MHz; f_1 = 18,5 MHz; attenuazione a f_L e f_1 : : 1 dB = 0,115 N.
$f_0 = \sqrt{22{,}75 \cdot 18{,}5}$ = 20,5 MHz = frequenza di risonanza del circuito centrale.
t = 5 = numero dei circuiti sfalsati.

Si calcoli: $(2\, d_0)^{1/2t} = (2 \cdot 0{,}115)^{1/10} = (0{,}23)^{0,1} = 0{,}864$; infatti:

$$0{,}1 \lg_{0} 0{,}23 = 0{,}1 \cdot \bar{1}{,}36173 = 0{,}1 \cdot (-0{,}63827)$$
$$\text{antlg}_{10} \bar{1}{,}936\,173 \simeq 0{,}864$$

Questo valore si rileva direttamente dalla curva di fig. 10 per t = 5.

$$\varepsilon_L = \frac{f_L}{f_0} - \frac{f_0}{f_L} = \frac{22{,}75}{20{,}5} - \frac{20{,}5}{22{,}75} = $$
$$= 1{,}108 - 0{,}902 = 0{,}206$$

$$Q = \frac{(2\, d_0)^{1/2t}}{\varepsilon_L} = \frac{0{,}864}{0{,}206} \approx 0{,}42\,.$$

A questo punto conviene verificare se i valori scelti per le frequenze limiti permettono di ottenere l'attenuazione di 6 dB della portante video e un'attenuazione sufficiente della portante audio.

Si calcolano perciò i valori di ε e di α per le due portanti FI: $\varepsilon_{23,5}$:

$\alpha_{23,5}$; ε_{18}; α_{18};

$$\varepsilon_{23,5} = \frac{23{,}5}{20{,}5} - \frac{20{,}5}{23{,}5} = 1{,}145 - 0{,}872 = 0{,}273$$

$$\alpha_{23,5} = \frac{\varepsilon_{23,5}}{\varepsilon_L} = \frac{0{,}273}{0{,}206} = 1{,}325$$

$$\varepsilon_{18} = \frac{18}{20{,}5} \quad \frac{20{,}5}{18} = 1{,}14 - 0{,}878 = 0{,}262$$

$$\alpha_{18} = \frac{\varepsilon_{18}}{\varepsilon_L} = \frac{0{,}262}{0{,}206} = 1{,}27$$

L'equazione della curva di risposta data dalla (20) è in questo caso:

$$e_r^{dm} = 1 + 0{,}23\,\alpha^{10}$$

dove l'attenuazione per la frequenza f_m è in neper.

Osservando che per $f = f_0$, $\alpha_m = d_m = 0$, non si ha attenuazione; alla frequenza f l'attenuazione in dB è data da:

$$2\, d_m = 20 \lg_{10} \frac{(1 + 0{,}23\,\alpha^{10})}{1}$$

ossia

$$d_m = 10 \lg_{10} (1 + 23\,\alpha^{10}) \text{ decibel}$$

allora per f = 23,5 MHz con α = 1,325 si ha:
$d_m = 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23 \cdot 1{,}325^{11}) = 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23 \cdot 16{,}68) =$

$$= 10 \lg_{10} 4{,}84 = 10 \cdot 0{,}68485 = 6{,}8485 \text{ dB}$$

siccome sono richiesti per la portante video circa 6 dB di attenuazione, si vede che i valori assunti per le frequenze limite sono appropriati per quanto riguarda la portante FI video.

Verifichiamo ora l'attenuazione della portante audio: per 18 MHz si ha:

$$\alpha = 1{,}27$$

da cui

$$d_m = 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23\,\alpha^{10}) = 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23 \cdot 1{,}27^{10}) =$$
$$= 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23 \cdot 10{,}92) = 10 \lg_{10} 3{,}52 = 10 \cdot 0{,}546\,54 =$$
$$= 5{,}4654 \text{ dB}$$

Si riscontra dunque che la portante audio è troppo poco attenuata (meno attenuata di quella video). La ragione risiede nel fatto che con questo metodo di calcolo si è ammessa implicitamente la stessa legge di attenuazione per entrambe le frequenze estreme della gamma di FI, mentre è necessario che la portante audio venga assai più rapidamente attenuata di quella video. Il metodo di calcolo è ancora conciliabile con le esigenze di attenuazione sacrificando la larghezza della banda passante. Sarebbe cioè necessario ammettere una banda passante (coll'attenuazione di 1 dB) minore di 4,25 MHz, per es. di 3 MHz; scostandosi maggiormente dalla portante audio che dalla portante video. In tal modo si incorre nell'eventualità che la portante FI video sia meno attenuata che i 6 dB necessari; è allora necessario ricorrere ad una correzione sperimentale. In conclusione si può procedere in due modi: 1°) continuando i calcoli ammettendo per il momento che la portante audio non sia sufficientemente attenuata quindi correggendo sperimentalmente i risultati di prima approssimazione ottenuti dal calcolo, in modo da ottenere almeno 26 dB per la f_{ia}.

2)° Restringere la banda passante, ammettendo una risoluzione inferiore, rifare i calcoli e correggere sperimentalmente l'attenuazione della f_{iv} che in generale risulta minore di 6 dB.

Si osserva che in conseguenza di quanto sopra le frequenze armonicamente simmetriche di f_{iv} e f_{ia} (cioè tali che f_0 ne rappresenti la media proporzionale) subiscono la stessa attenuazione. Così le frequenze simmetriche di f_{iv} vale:

$$f''_{iv} = \frac{f_0^2}{f_{iv}} = \frac{20{,}5^2}{23{,}5} = 17{,}9 \text{ MHz}$$

e subisce la stessa attenuazione di f_{iv}.

Analogamente la frequenza simmetrica di f_{ia} vale:

$$f'_{ia} = f'_{18} = \frac{20{,}5^2}{18} \approx 23{,}4 \text{ MHz} < f_{iv}$$

e subisce la stessa attenuazione di f_{ia}.

Noi seguiremo la seconda via indicata, cioè fisseremo dei nuovi valori per le frequenze limite e rifaremo i computi, con l'intesa che, se necessario, si dovrà correggere il lato destro della curva per maggiormente attenuare f_{iv}.

Poniamo dunque di voler trasmettere con l'attenuazione di 10 dB una larghezza di banda di 3,25 MHz; assumiamo f_L = 23 MHz, per cui il nuovo valore f_l = 19,75 MHz. Ne consegue:

$$f_0 = \sqrt{23 \cdot 19{,}75} = 21{,}3 \text{ MHz}$$

per t = 5 (numero dei circuiti) si ha sempre $(2d_0)^{1/t} = 0{,}864$

$$\varepsilon_L = \frac{23}{21{,}3} - \frac{21{,}3}{23} = 1{,}08 - 0{,}927 = 0{,}153$$

$$Q = \frac{(2d_0)^{1/t}}{\varepsilon_L} = \frac{0{,}864}{0{,}153} = 5{,}55\,.$$

Verifica della attenuazione alla frequenza portante FI video:

$$\varepsilon_{23,5} = \frac{23{,}5}{21{,}3} - \frac{21{,}3}{23{,}5} = 1{,}102 - 0{,}907 = 0{,}195$$

$$\alpha_{23,5} = \frac{23{,}5}{\varepsilon_L} = \frac{0{,}195}{0{,}153} = 1{,}275$$

$$d_m = 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23\,\alpha^{10}) = 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23 \cdot 1{,}275^{10}) =$$
$$= 10 \lg_{10} (1 + 0{,}23 \cdot 11{,}35) = 10 \lg_{10} 3{,}61 = 5{,}575 \text{ dB}$$

Verifica dell'attenuazione alla frequenza portante FI audio:

$$\varepsilon_{18} = \left| \frac{18}{21{,}3} - \frac{21{,}3}{18} \right| = |\,0{,}845 - 1{,}185\,| = 0{,}34$$

$$\alpha_s = \frac{0,34}{0,153} = 2,22$$

$$d_m = 10 \lg_{10} (1 + 0,23 \, . \, 2,22^{10}) = 10 \lg_{10} (1 + 0,23 \, . \, 2972) = = 10 \lg_{10} 6830 = 38,35 \text{ dB} .$$

In questo caso non occorre alcuna correzione poichè l'attenuazione di 5,57 dB per la f_{iv} è accettabilissima, e l'attenuazione di 38,35 dB per la f_{ia} è considerata ottima. Questi risultati si sono ottenuti a scapito della banda passante che è stata ridotta a 3,25 MHz.

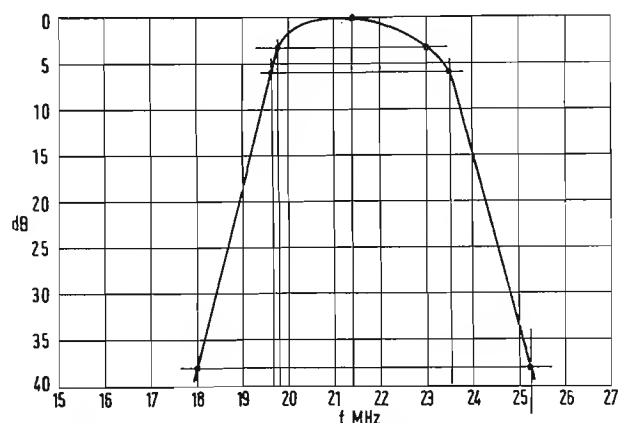



Fig. 11. - Curva teorica di selettività di un amplificatore FI video avente la banda passante di 3,25 MHz e centrato su $f_2 = 21,3$ MHz.

La frequenza armonicamente simmetrica di f_{iv} vale:

$$f'_{iv} = \frac{f_o^2}{f_{iv}} = \frac{21,3^2}{23,5} = 19,7 \text{ MHz}$$

ed è attenuata di 5,575 dB. La frequenza armonicamente simmetrica di f_{ia} vale:

$$f'_{ia} = \frac{f_o^2}{f_{ia}} = \frac{21,3^2}{18} = 25,2 \text{ MHz}$$

d è attenuata di 38,35 dB.

Riassumendo abbiamo i seguenti valori:

f MHz	Attenuazione dB
18,— $= f_{ia}$	38,35
19,7 $= f'_{iv}$	5,575
19,75 $= f_l$	3
21,3 $= f_o$	0
23,— $= f_L$	3
23,5 $= f_{iv}$	5,575
25,2 $= f'_{ia}$	38,35

Con questi elementi si è tracciata la curva teorica di selettività dell'amplificazione FI in fig. 11.

Calcoliamo le frequenze proprie e i coefficienti di risonanza di ciascun circuito. Per il circuito centrale si è già trovato: $f_o = 21,3$ MHz e $Q = 5,85$.

Consideriamo i circuiti di indice 1 e 2 (ricordiamo che per $n = 1$ è $m = 0$; per $n = 2$ è $m = 1$). Dalla (24) si ha:

$$\tau_n^2 = \frac{1}{Q} \cos \left(\frac{2m+1}{t} \right) \pi ,$$

ossia

$$\tau_1^2 = \frac{1}{5,85^2} \cos 0,2\pi = 0,02925 \, . \, 0,809 = 0,02365$$

$$\tau_2^2 = \frac{1}{5,85^2} \cos 0,6\pi = 0,02925 \, . \, 0,309 = 0,00904$$

In corrispondenza degli indici 1 e 2 si calcolano le espressioni (25) e (26), dove essendo $1/4Q$ molto piccolo è lecito trascurare questa quantità rispetto all'unità, esprimendo

$$\sqrt{1 + \frac{n^2}{4}} = 1 + \frac{\tau_n^2}{8}$$

le (25) e (26) si semplificano

$$\text{Ch} \, (2 \, \beta_{kn}) = \frac{1}{4Q^2} + \frac{\tau_n^2}{8} + 1 \qquad (25')$$

$$\cos \, (2 \, \beta_{in}) = - \frac{1}{4Q^2} + \frac{\tau_n^2}{8} + 1 \qquad (26')$$

Per il caso considerato si ha:

$$\text{Ch} \, (2 \, \beta_{k1}) = \frac{1}{4 \, . \, 5,85^2} + \frac{0,02365}{8} + 1 =$$

$$= 0,0073 + 0,00296 + 1 = 1,01026$$

$$\cos \, (2 \, \beta_{i1}) = 0,99566$$

$$\cos \, (2 \, \beta_{i2}) = 0,99383$$

Dalle precedenti si deduce:

$2 \, \beta_{k1} = 0,145$; $\beta_{k1} = 0,0725$
$2 \, \beta_{k2} = 0,125$; $\beta_{k2} = 0,0625$
$2 \, \beta_{i1} = 5^\circ 20'$; $\beta_{i1} = 2^\circ 40'$
$2 \, \beta_{i2} = 6^\circ 20'$; $\beta_{i2} = 3^\circ 10'$

$$\lg_{10} \delta_1 = \frac{\beta_{k1}}{2,3} = \frac{0,0725}{2,3} = 0,0315 \; ; \qquad \delta_1 \approx 1,0755$$

$$\lg_{10} \delta_2 = \frac{\beta_{k2}}{2,3} = \frac{0,0625}{2,3} = 0,0272 \; ; \qquad \delta_2 \approx 1,0647$$

Dalla (29) si ricava

$$Q = \frac{1}{2 \text{ sen } \beta_{in}} = \frac{1}{\sqrt{2 \, (1 - \cos 2 \, \beta_{in})}}$$

$$Q_1 = \frac{1}{2 \, . \, 0,04653} = \frac{1}{0,09306} = 10,75$$

$$Q_2 = \frac{1}{2 \, . \, 0,05524} = \frac{1}{0,11048} = 9,09$$

Dalla (28) si deducono i valori delle frequenze f_{o1} e f_{o2} di accordo rispettivamente dei circuiti 1 e 2:

$$f_{o1} = f_o \, \delta_1 = 21,3 \, . \, 1,0755 = 22,92 \text{ MHz} \; ;$$
$$f_{o2} = f_o \, \delta_2 = 21,3 \, . \, 1,0647 = 22,7 \text{ MHz} \, .$$

Dalla (28') si deducono i valori dalle frequenze di accordo dei circuiti di indice 5 e 4:

$$f'_{o1} = f_{o5} = \frac{f_o}{\delta_1} = \frac{21,3}{1,0755} = 19,8 \text{ MHz}$$

$$f'_{o2} = f_{o4} = \frac{f_o}{\delta_2} = \frac{21,3}{1,0647} = 20 \text{ MHz}$$

I coefficienti Q di risonanza dei circuiti 5 e 4 sono rispettivamente uguali ai Q dei circuiti 1 e 2. Si può allora compilare la seguente tabella:

Circuito N.	Frequenza di accordo MHz	Q
1	f_{o1} 22,92	10,75
2	f_{o2} 22,7	9,09
3	$f_{o3} = f_o$ 5,85	5,85
4	$f_{o4} = f'_{o2}$ 20,—	9,09
5	$f_{o5} = f'_{o1}$ 19,8	10,75

Per la effettiva distribuzione dei circuiti fra i 4 stadi amplificatori, si ricordi che al 2° rivelatore lo smorzamento operato dal quale è notevole, conviene assegnare il circuito a più basso Q, ossia quello accordato sulla frequenza centrale $f_o = 21,3$ MHz ($Q = 5,85$).

Al circuito anodico del convertitore conviene assegnare una frequenza di accordo vicina ai 18 MHz della f_i, poichè in generale il suono viene separato dal video nello stadio mescolatore; quindi si escludono le frequenze superiori a f_o; d'altro canto il circuito in oggetto deve avere uno smorzamento notevole per evitare deformazioni della curva in funzione della regolazione del contrasto. Si sceglie perciò per il circuito di placca del mescolatore la frequenza di accordo $f_{o4} = 20$ MHz perchè il circuito relativo è più smorzato ($Q = 9,09$) del circuito accordato a $f_{o5} = 19,8$ MHz che presenta $Q = 10,75$.

Rifacendo allora la numerazione dei circuiti e chiamandoli I, II, III, IV, V, assegnando il circuito I al mescolatore e il circuito V al rivelatore si può compilare il seguente quadro:

Circuito	Freq. di acc. [MHz]	Q	[kΩ]
I	$f'_{o2} = 20$	9,09	5,68
II	$f_{o1} = 22,92$	10,75	6,55
III	$f_{o2} = 22,7$	9,09	5,1
IV	$f'_{o1} = 19,8$	10,75	7,58
V	$f_o = 21,3$	5,85	2,85

in cui i valori delle resistenze di smorzamento nell'ultima colonna si calcolano colla (30).

Per ciascun circuito si conosce la frequenza di accordo e l'impedenza Z_e di entrata quando si sia scelto il tipo di tubo amplificatore. Se vi è una piccola controreazione questa impedenza diviene $Z_e' = Z_e (1 + G_m r_c)$, dove G_m è la pendenza del tubo ed r_c la resistenza di controreazione. Siano inoltre: C_t la capacità totale in derivazione; Q il coefficiente di risonanza da realizzare; ρ la resistenza interna anodica o impedenza di uscita dello stadio precedente ($1/\rho$ per i pentodi è trascurabile). E' noto che $Q = R/\omega L$; dove R, resistenza in derivazione è la risultante di varie resistenze tutte in parallelo precisamente delle: 1°) impedenza di entrata alla frequenza di lavoro; 2°) resistenza equivalente $\omega L Q_o$, essendo Q_o il coefficiente di risonanza naturale della bobina; 3°) la resistenza di smorzamento r; 4°) eventuale impedenza di uscita ρ del tubo precedente.

Applicando la (30), ammesso $C_t = 20$ pF, $Q_n = 25$ si ottiene successivamente:

$$r_I = \frac{Q_o\, Q_I}{20 \,.\, 10^{-12} \,.\, 6{,}28 \,.\, 20 \,.\, 10^6\, (Q_o - Q_I)} = 5{,}68 \text{ k}\Omega$$

$$r_{II} = \frac{Q_o\, Q_{II}}{20 \,.\, 10^{12} \,.\, 6{,}28 \,.\, 22{,}92 \,.\, 10^6\, (Q_o - Q_{II})} = \frac{25 \,.\, 10{,}75}{2{,}88 \,.\, 10^{-3} \,.\, 14{,}25} = 6{,}55 \text{ k}\Omega$$

$$r_{III} = \frac{Q_o\, Q_{III}}{20 \,.\, 10^{-12} \,.\, 6{,}28 \,.\, 22{,}7 \,.\, 10^6\, (Q_o - Q_{III})} = \frac{25 \,.\, 9{,}09}{2{,}86 \,.\, 10^{-3} \,.\, 15{,}91} = 5{,}1 \text{ k}\Omega$$

$$r_{IV} = \frac{Q_o\, Q_{IV}}{20 \,.\, 10^{-12} \,.\, 6{,}28 \,.\, 19{,}8 \,.\, 10^6\, (Q_o - Q_{IV})} = \frac{25 \,.\, 10{,}75}{2{,}49 \,.\, 10^{-3} \,.\, 14{,}25} = 7{,}58 \text{ k}\Omega$$

$$r_V = \frac{Q_o\, Q_V}{20 \,.\, 10^{-12} \,.\, 6{,}28 \,.\, 21{,}3 \,.\, 10^6\, (Q_o - Q_V)} = \frac{25 \,.\, 5{,}85}{2{,}68 \,.\, 10^{-3} \,.\, 19{,}15} = 2{,}85 \text{ k}\Omega$$

I valori teorici, sia delle frequenze di accordo, sia delle resistenze di smorzamento ottenuti dal calcolo, potranno in pratica subire alcune varianti, talvolta anche sensibili, determinabili sperimentalmente fino ad ottenere la miglior curva di risposta sull'oscillografo usato in connessione con un generatore vobulatore (sweep oscillator), intendendo per miglior curva quella che più si avvicina alla curva ideale di FI. Si dovrà fare attenzione che, il segnale dell'oscillatore marcatore (marker oscillator) capiti: 1°) a metà del fianco destro meno ripido della curva globale di FI in corrispondenza della f_{iv}; 2°) a zero (non sia più visibile) in corrispondenza della f_{ia} sul lato sinistro più ripido della curva; 3°) nei punti corrispondenti all'attenuazione 1 dB per le frequenze f_L e f_l che delimitano la banda passante.

I metodi di calcolo qui esposti per gli amplificatori FI a sintonia sfalsata sono comunque utilissimi per fornire gli elementi di orientamento, che devono essere perfezionati in sede di prove sperimentali, per correggere le differenze introdotte da vari parametri, che sfuggono al calcolo e non possono perciò essere messi in conto. Il guadagno medio di ogni stadio si calcola con la (31):

$$\overline{G_o} = \frac{(2 d_o)^{1/2t}\, G_m}{2\pi\, C_t\, (f_L - f_l)} =$$

$$= \frac{0{,}864 \,.\, 9 \,.\, 10^{-3}}{6{,}28 \,.\, 20 \,.\, 10^{-1}\; (23 - 19{,}75) \,.\, 10^6} \approx 19$$

dove $G_m = 9$ mA/V è la pendenza statica del pentodo EF 42.

Il guadagno totale $G = G_o^{(t-1)} = 19^4$.

Questa amplificazione è altissima, perchè in generale è sufficiente avere 2 volt al secondo rivelatore per ottenere un contrasto medio sul tubo catodico con un solo stadio di amplificazione a video frequenza. Ciò significa se si desidera una sensibilità in antenna di 10 μV, posto che lo stadio amplificatore RF ed il convertitore realizzino globalmente un guadagno di 20 volte, è necessaria l'amplificazione in FI di $2/200 \,.\, 10^{-6} = 10^4$; se gli stadi sono 4 è sufficiente che ogni stadio amplifichi 10 volte, ossia circa la metà dell'amplificazione calcolata sopra. In pratica l'amplificazione risulta assai minore, anzitutto perchè la pendenza dinamica è assai minore di 9 mA/V, in secondo luogo, perchè le tensioni di alimentazione disponibili per questi stadi sono piuttosto basse (la tensione anodica a monte degli eventuali disaccoppiamenti, si aggira sui 170 ÷ 200 V); in terzo luogo perchè il prodotto GB (guadagno per larghezza di banda) diminuisce quasi a metà in funzionamento, quando il tubo ha raggiunto lo stato di regime termico. Si può perciò ritenere che l'amplificazione non superi 13 per stadio con la stretta larghezza di banda di 3,25 MHz. Altri motivi di perdita di amplificazione a FI sono già stati indicati in 3.2.).

(continua)

atomi ed elettroni

La batteria atomica della RCA

Il nuovo tipo di batteria consiste di una sorgente radioattiva alla quale è accoppiata una pasticca semiconduttrice (germanio e silicio). Una impurità (antimonio) viene unita al cristallo in modo da formare una « giunzione » elettricamente simile a quelle usate nei transistori a giunzione, ma di dimensioni molto maggiori, con un'area di circa 1/3 di centimetro quadrato.
Lo stronzio-90, uno dei più abbondanti tra i materiali prodotti dalla fissione dell'uranio in un reattore nucleare, è una sorgente particolarmente attiva di particelle beta (elettroni ad alta velocità) ed è una sostanza beta-emittente di vita lunga. Il suo semi-periodo è di circa 20 anni, cioè impiega circa 20 anni per dimezzare la propria radioattività.
Nella batteria atomica, un trecentesimo di centimetro cubico di stronzio radioattivo è disteso in uno strato sottile sul cristallo.
Lo strato di stronzio bombarda, senza danneggiarne la struttura, la pasticca di cristallo semiconduttore con diversi miliardi di elettroni per secondo, determinando un effetto secondario per cui ciascun elettrone veloce è capace di liberare circa 200.000 elettroni lenti.
Nei generatori radioattivi precedenti ci si limitava ad una semplice cattura degli elettroni veloci provenienti dalla sorgente radioattiva con emissione secondaria di circa un elettrone lento per ciascun elettrone veloce. Mentre nella batteria atomica sperimentale ciascun elettrone sbalza, come si è detto, dal cristallo circa 200.000 elettroni lenti. Tali elettroni scorrono attraverso la giunzione determinando una forza elettromotrice che può essere utilizzata per far circolare corrente in un circuito utilizzatore elettronico. L'azione degli elettroni nella piastrina di cristallo è nota come effetto elettrovoltaico, fin qui praticamente inutilizzato.
La forza elettromotrice fornita dalla batteria quando è connessa a un circuito oscillatore audio a transistore (0.2 V) genera una corrente di 5 μA, cioè rende disponibile una potenza di circa un milionesimo di watt. Il rendimento migliore nella conversione di energia fin qui ottenuto, supera l'1 %, cioè il rapporto tra l'energia elettrica utile sviluppata dalla batteria e l'energia delle particelle beta che abbandonano la sorgente radioattiva è di circa 1/100.
La massima parte dell'energia primaria viene dissipata in calore nella pasticca semiconduttrice. Si prevede di poter aumentare il rendimento fino a raggiungere il 10 %.
Potenze maggiori possono essere ottenute evidentemente aumentando la quantità di stronzio-90 (attualmente 50 millicurie) o accoppiando più elementi, come quello descritto, in un unico involucro.
Sebbene, in teoria, qualsiasi sorgente radioattiva, possa essere impiegata nella batteria atomica, si è scelto lo stronzio-90 per attivare la batteria realizzata dalla RCA, grazie al suo alto irraggiamento di particelle beta, alla sua vita relativamente lunga, alla possibilità di evitare schermi protettivi e, soprattutto, alla facilità con cui possono essere reperite quantità sufficientemente alte presso la Commissione Americana per l'energia atomica.
Lo stronzio-90 non è ottenibile in forma completamente pura, in quanto non si possono separare interamente altri prodotti di fissione e poichè questi sono gamma-emittenti, si rende necessario schermare la batteria atomica. Tuttavia, lo stronzio-90 puro emette solo particelle beta che, per le quantità interessate nella batteria descritta, non creano preoccupazioni per quanto riguarda la schermatura.
Lo stronzio-90 costa attualmente 50 centesimi di dollaro per millicurie, ma il prezzo potrà scendere a 0.2 centesimi quando sarà possibile una produzione maggiore.
Nel presentare alla stampa l'annuncio relativo il Gen. Sarnoff disse: « I progressi nel miglioramento del rendimento della batteria atomica sono stati molto rapidi negli ultimi mesi e si ha motivo di ritenere che altrettanto possa dirsi per il futuro. Al presente è possibile costruire batterie atomiche aventi le dimensioni di un ditale. Quando tali batterie potranno esser costruire su scala industriale esse potranno fornire energia sufficiente per alimentare radioricevitori e altri apparati elettronici, senza sostituzione o manutenzione per almeno 20 anni. E allorquando sarà possibile costruire batterie di maggiore potenza sarà facile usarle per alimentare piccoli ricetrasmettitori portatili per comunicazioni telegrafiche e telefoniche a breve raggio e radiofari per ausilio alla navigazione ».
Nel corso della stessa conferenza, il Dr. E. W. Engstrom mise in evidenza, parlando della potenzialità della batteria atomica, il fatto che, mentre per il passato gli studi per la conversione in energia elettrica dell'energia ricavabile dalla fissione degli elementi radioattivi nei reattori erano esclusivamente rivolti a un metodo indiretto (sfruttamento termico per la generazione di vapore, con successivo azionamento di impianti termoelettrici standard), il metodo studiato dalla RCA fa ricorso a una trasformazione diretta. « E se nel futuro — aggiunse il Dr. Engstrom — potremo giungere agli sviluppi che speriamo, le caldaie, le turbine e i generatori elettrici non saranno che un ricordo del passato ».

(Tr.)

Missili di nuovo tipo in dotazione alle Forze Armate americane

Sulla stampa tecnica americana sono apparse in questi giorni interessanti notizie sui nuovi tipi di missili la cui costruzione in serie è stata decisa dalla Forze Armate americane. Si tratta anzitutto dello « Sparrow », un missile lungo poco più di due metri e del peso di circa 130 chili, che è stato adottato dalla Marina americana per la difesa delle portaerei. Lo Sparrow, che viene lanciato a salve con lanciarazzi multipli, possiede una velocità di circa 3.900 km/h e una portata utile da 3 a 7 km. Il suo impiego è quindi previsto contro aerei nemici operanti a distanza ravvicinata. Il controllo a mezzo radar e la grande velocità dello « Sparrow » fanno di questo missile un'arma di difesa particolarmente efficace poichè gli aerei attaccanti non hanno praticamente alcuna possibilità di sfuggirgli con manovre di evasione.
Un altro missile adottato dalla Marina americana è il « Terrier », il cui impiego è previsto contro aerei attaccanti quando questi si trovano ancora a una certa distanza dalle unità navali. Il « Terrier », di cui verranno dotate speciali unità contraeree assegnate alle varie squadre di portaerei americane, è in grado di abbattere qualsiasi bombardiere pesante avversario. Il missile pesa più di una tonnellata e mezza, ha una velocità di circa 2.500 km/h ed è diretto automaticamente contro il bersaglio per mezzo del radar.
Mentre lo « Sparrow » viene fabbricato dalla Sperry Gyroscope Co., il « Terrier », è prodotto in gran serie dalla nota ditta di costruzioni aeronautiche Consolidated Vultee Aircraft Co.
Infine l'Aeronautica militare americana ha reso noto alcune informazioni sul nuovo missile « Bomarc F-99 » costruito dalla Boeing. Si tratta di un apparecchio intercettatore senza pilota, azionato da due endorcattori, capace di volare a una velocità doppia di quella del suono e di raggiungere una quota di 18.000 m in meno di 3 minuti.
Il « Bomarc » pesa 4 tonnellate e si dirige automaticamente esso pure contro il bersaglio.

(Tr.)

Dispositivi di atterraggio per missili radiocomandati

Un nuovissimo dispositivo di atterraggio permetterà agli Stati Uniti di risparmiare molti dei milioni di dollari finora spesi nello sforzo di difesa con l'impiego dei missili radiocomandati; questi potranno infatti, grazie ad esso atterrare con la stessa precisione e delicatezza con la quale atterra un aereo da trasporto guidato da un pilota di consumata abilità.
Il dispositivo consiste in un carrello di atterraggio a tre ruote incorporato nel missile e comandato a distanza con un sistema di controllo elettronico di estrema precisione; premendo un pulsante, il carrello si stacca fuoriuscendo e le ruote di esso vengono automaticamente frenate.
Messo a punto dalla Bell Aircraft Corporation, esso è già stato montato sul Regulus, il missile in dotazione della marina americana prodotto dalla Chance Vought Aircraft Co.
Nelle prove di collaudo eseguite nel 1953 un Regulus è stato lanciato ben 15 volte ed ha sempre riatterrato senza alcun danno. L'adozione del nuovo dispositivo farà si che il numero dei missili da impiegare nel programma di esperimenti potrà essere ridotto del 75 % e, parimenti, la spesa occorrente se i missili non fossero recuperabili dopo le prove sarà decurtato del 90 %.

(Tr.)

Prima pila atomica ad autorigenerazione

Il Reparto dell'Energia Atomica ha annunciato che la prima pila atomica britannica ad autorigenerazione è entrata in funzione il 5 Febbraio. Si tratta di una pila di progetto completamente diverso da quello fino ad ora seguito in Gran Bretagna. Il Reparto ha dichiarato:
Zephyr, il reattore veloce a energia zero, di Narwell, è entrato in funzione per la prima volta il 5 Febbraio. E' questo il primo reattore veloce che viene costruito nel Regno Unito. Gli obbiettivi che ci si propone con lo Zephyr sono di ottenere esperienza operativa con un reattore veloce, nonchè informazioni (per esempio, circa i sistemi di controllo, le costanti nucleari e i materiali e i metodi di costruzione di un reattore) che possono ricavarsi solo col funzionamento del reattore. Tali informazioni saranno di primaria importanza per il lavoro di progettazione del reattore sperimentale ad autorigenerazione produttore di elettricità, che viene svolto congiuntamente da Harwell e Risley.
La designazione « a energia zero », significa che il reattore verrà fatto funzionare a un bassissimo livello di energia, in modo che non divenga eccessivamente radioattivo e che non si renda necessario il raffreddamento. Come risultato, sarà possibile apportare di quando in quando modifiche al reattore alla luce della esperienza che si sarà ottenuta. Il reattore veloce ha caratteristiche tali per cui è molto probabile che gran parte degli atomi di uranio nell'uranio naturale possano essere consumati attraverso il processo noto come autorigenerazione. Conseguentemente, se questo tipo di sistema potrà essere sviluppato, un sistema a energia nucleare generante elettricità dovrebbe funzionare con un rifornimento di combustibile di molto inferiore a quello dei reattori a uranio naturale e a fissione termica dell'uranio. I vantaggi dei reattori veloci sono pertanto legati al costo e alla disponibilità dei minerali di uranio.

(Tr.)

La scienza elettronica al servisio della medicina

Un nuovo apparecchio elettronico che può facilitare la cura di diverse malattie, col misurare esattamente l'ammontare d'aria che una persona respira o la quantità di sangue che circola nelle sue vene e nelle sue arterie, è stato inventato dal Dottor Henry Kalmus dell'ente federale di ricerche tecniche degli Stati Uniti. L'apparecchio è stato chiamato « flowmeter » e può misurare la velocità con cui liquidi o gas passano attraverso ai canali organici. E può anche calcolare con precisione la velocità della corrente dei fiumi o il più piccolo soffio d'aria in un giorno di calma. Per misurare il passaggio del sangue in un vaso sanguigno che si trovi sotto la superficie della pelle, il Dottor Kalmus impiega due piccoli cristalli, non più grandi di un comune pisello, e li pone direttamente sopra il vaso sanguigno scelto. Ogni cristallo emette alternativamente onde sonore che vengono captate dall'altro cristallo, dopo che il suono ha circolato, assieme al sangue, attraverso l'organismo. Indici elettronici paragonano i suoni per calcolare la velocità della corrnte sanguigna.

(Tr.)

In costruzione una centrale elettrica ad energia atomica

La Commissione federale per l'Energia Atomica ha annunziato, il 12 Marzo, di aver accettato il progetto proposto dalla Duquesne Light Company di Pittsburgh per la costruzione ed il funzionamento della prima centrale elettrica ad energia atomica che sorgerà nella zona di Pittsburgh.

(il testo segue a pag. 110)

Costruzione di un Ricevitore

Si riassumono le funzioni dei ventuno tubi elettronici impiegati nello schema del ricevitore televisivo. Si descrive la costituzione del quinto blocco, comprendente il circuito ad audiofrequenza, e si danno brevi notizie sulla disposizione dei 5 blocchi su di un unico chassis.

NEI precedenti numeri della Rivista (l'*antenna*, Dicembre 1953, XXV, n. 12; Febbraio 1954, XXVI, n. 2 e Marzo 1954, XXVI, n. 3) abbiamo illustrato la costituzione di un buon ricevitore TV, facilmente realizzabile da chiunque in possesso di sufficienti nozioni di radio e televisione.

Fig. 1. - Variante al circuito di alimentazione anodica.

Facciamo riferimento allo schema generale del televisore pubblicato nel fascicolo di Dicembre 1953 e che qui non riportiamo per assoluta mancanza di spazio a disposizione. Su tale schema elettrico facciamo le osservazioni seguenti:

a) l'induttanza che appare segnata presso il gruppo di filtraggio dell'alimentazione anodica (in alto a destra dello schema) sta ad indicare la bobina di focalizzazione. La inserzione di tale bobina va corretta nel senso che anzichè essere disposta in serie con la resistenza variabile da 2 kΩ e con la resistenza fissa da 270 Ω è invece, posta in parallelo a tali resistenze, come risulta dallo schizzo di fig. 1.

b) L'alimentazione anodica del gruppo amplificatore a radio-frequenza «cascode» è derivata dal punto a tensione più alta dell'alimentatore generale, secondo lo schizzo di fig. 1.

c) La bobina di focalizzazione con le relative resistenze di regolazione di cui al comma a) qui sopra, può essere omessa sostituendola con un magnete focalizzatore regolabile di tipo « standard ».

Riassumiamo qui di seguito le funzioni dei 21 tubi elettronici impiegati nello schema del nostro televisore, avvertendo che le due prime voci sono montate nel gruppo amplificatore-convertitore di tipo classico, facilmente reperibile in commercio:

1 doppio triodo 6BQ7 montato in circuito cascode per l'amplificazione a RF;

1 doppio triodo 12AT7 quale oscillatore locale e convertitore di frequenza;

3 pentodi a radio frequenza 6CB6; 1 pentodo a radio frequenza 6AU6: amplificatori a frequenza intermedia su banda 20,75 - 26,25 MHz.

1 Doppio diodo 6AL5 - una sezione del quale funziona come primo rivelatore mentre dalla seconda sezione viene ricavato il controllo automatico di sensibilità C.A.S.

1 pentodo 6CB6 quale amplificatore finale video modulante la griglia del tubo catodico;

1 Doppio triodo 12AU7 - una sezione del quale montata a diodo serve alla reinserzione della componente continua, mentre la seconda sezione amplifica i segnali di sincronismo;

1 doppio triodo 12AU7 - una sezione del quale agisce da separatore di sincronismo e l'altra sezione da invertitore di fase alimentante la successiva;

1 doppio diodo 6AL5 - comparatore di fase, controllo della frequenza dell'oscillatore locale orizzontale;

1 doppio triodo 12AT7 - funzionante come multivibratore per la generazione delle oscillazioni orizzontali (15625 Hz);

1 pentodo 6AV5 quale tubo amplificatore finale per la deflessione orizzontale;

1 diodo 6W4 quale smorzatore ricuperatore;

Fig. 2. - Circuito elettrico del quinto blocco, comprendente il circuito ad audio frequenza.

1 diodo EY51 raddrizzatore alta tensione;

1 doppio triodo 12BH7 quale oscillatore bloccato verticale e amplificatore finale;

1 pentodo 6AU6 limitatore audio F.M.;

*Televisivo**

di A. Marchesi

1 doppio diodo 6AL5 rivelatore a rapporto segnale audio F.M.
1 triodo 6AT6 amplificatore di bassa frequenza audio;
1 pentodo 6AQ5 amplificatore finale audio;
1 doppio diodo 5U4 per l'alimentazione anodica del complesso.

Il tubo catodico da impiegarsi è del tipo 17BP4A a schermo rettangolare da 17 pollici non alluminato; si può anche montare un tubo catodico da 14 pollici senza apportare alcuna modifica allo schema.

L'alimentazione anodica generale del televisore è ottenuta da un diodo raddrizzatore biplacca 5U4 (fig. 1) in unione ad un trasformatore universale munito di tre avvolgimenti a 6 V, uno dei quali ad alto isolamento (filamento del diodo raddrizzatore 5U4).

Gli altri due servono uno pei filamenti dei 18 tubi del circuito, l'altro per il filamento del diodo ricuperatore 6W4.

La tensione ricuperata (80-100 V) è aggiunta alla tensione anodica generale attraverso il diodo 6W4 ed alimenta i due tubi amplificatori finali di riga (6AV5) e di quadro (12BH7).

Quinto blocco

L'ultima sezione (quinto blocco) componente il nostro televisore è costituita dai circuiti ad audio frequenza.

Poichè come è stato detto in precedenza il televisore è del tipo « intercarrier ». all'uscita del rivelatore video viene prelevata la frequenza battimento a 5,5 MHz modulata di frequenza dai segnali audio.

La F.M. a 5,5 MHz viene immessa nei terminali 7-7 dello schema di fig. 2.

Il primo tubo 6AU6 ha la funzione di amplificatore-tosatore; esso depurerà quindi il esgnale audio modulato di frequenza, da ogni componente disturbante modulante in ampiezza.

Segue poi il consueto discriminatore (ratio-detector) utilizzante un doppio diodo 6AL5: tale discriminatore a rapporto ha come già noto, anche funzione autolimitatrice.

L'audio frequenza rivelata è quindi amplificata da un primo stadio amplificatore con triodo 6AT6 seguito dallo stadio finale con pentodo 6AQ5.

L'altoparlante è del tipo a membrana ovale che oltre a possedere una migliore risposta acustica si presta meglio per la sistemazione dell'altoparlante stesso sullo chassis del televisore. Il complesso dei 5 blocchi premontati unitamente all'alimentatore anodico trova posto su un unico chassis in lamiera di ferro cadmiata secondo la disposizione di figura 3.

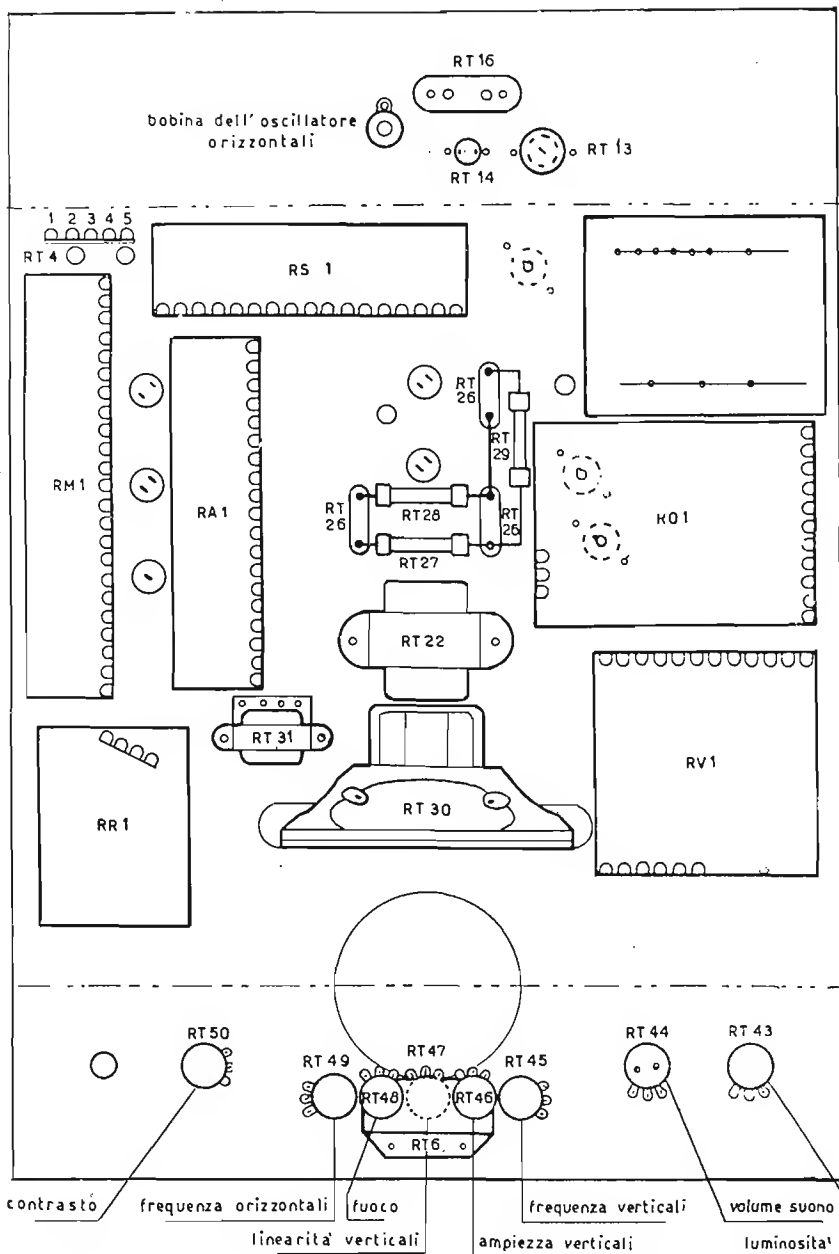



Fig. 3. - Disposizione di montaggio dei vari blocchi premontati, sullo chassis.

Montaggio dei blocchi

In esso i vari blocchi o sezione sono contraddistinti con:

RRI = gruppo a radio frequenza convertitore
RMI = sezione FI e video
RAI = sezione audio
RSI = sezione separazione sincro
RAI = sezione deflessione orizzontale
RVI = sezione deflessione verticale.

La fig. 3 rappresenta la vista da sotto dello chassis: le due ali superiore ed inferiore si intendono ripiegate in basso ad angolo retto.

L'ala inferiore è la parte anteriore dello chassis coi vari comandi frontali; l'ala superiore è la parte posteriore dello chassis recante altri comandi di uso non frequente.

Dopo aver montato i vari blocchi sullo chassis si effettueranno i collegamenti fra di essi secondo le indicazioni dello schema generale e degli schemi particoalri già pubblicati.

Prima di dare corrente all'apparecchio si dovrà effettuare una accurata revisione dei vari circuiti mediante un ohmetro provacircuiti. Per l'allineamento delle sezioni a radio frequenza, media frequenza e video frequenza si ricorrerà ad un tecnico provvisto di adatto generatore sweep e marcatore in unione ad un oscilloscopio.

Occorrerà fare attenzione a che le bobine di deflessione orizzontale e verticale siano adatte per funzionare coi rispettivi trasformatori di uscita orizzontale e verticale (bassa impedenza). Se i vari componenti (resistenze e condensatori saranno di prima qualità, non si dovrebbero incontrare difficoltà nella realizzazione di questo televisore.

*

(*) *Come si è già detto i vari blocchi premontati possono essere reperiti presso la Ditta R.E.M. Radio Elettro-Meccanica, Bologna.*

nel mondo della TV

Nel presente mese di aprile
si svolge a New York l'annuale Mostra-congresso della tecnica elettronica organizzata dall'Institute of Radio Engineer (I.R.E.). E' un avvenimento sempre molto atteso negli ambienti elettronici e TV del mondo intero poichè costituisce un vero e proprio traguardo annuale del progresso tecnico in tale campo.
Quest'anno i due argomenti principe sono la TV a colori e le applicazioni dei transistori ormai entrati in fase industriale-commerciale.
Nel prossimo numero de «l'antenna», daremo un ampio resoconto di questa importante rassegna.

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche
ha organizzato a Milano durante il periodo della Fiera di Milano un convegno di elettronica e televisione che si svolgerà a Milano. La giornata di apertura della Fiera (12 Aprile) sarà la giornata della scienza e durante tutta la prima settimana di Fiera si svolgeranno sedute del Convegno, al quale parteciperanno con relazioni tecniche le più note personalità della scienza e della tecnica elettronica del mondo intero. Sarà a Milano anche Zworykin il noto inventore dell'iconoscopio: sono in discussione a sezioni separate a seconda dei settori tecnici interessanti, una cinquantina di relazioni, moltissime delle quali sulla TV.
Anche su tali manifestazioni ad alto livello teonico daremo un'ampia relazione nel prossimo numero de «l'antenna».

Quest'anno il Palazzo delle Nazioni
alla Fiera Campionaria di Milano presenta particolari profili di interesse tecnico inquantochè molte nazioni (Francia e Germania particolarmente) hanno presentato delle interessanti primizie della loro produzione in campo elettronico e TV.

L'Inghilterra si è decisa a seguire
l'esempio dell'Italia e della Germania nel settore del «broadcasting» su FM e TV.
E' stata infatti decisa la costruzione di ben 50 trasmettitori radiofonici a FM che costituiranno una nuova rete d'ascolto ad alta qualità per i radio-abbonati inglesi.
Tale rete, che comprenderà trasmettitori da 1 a 10 kW di potenza, sarà attuata entro i prossimi dodici mesi.
Parallelamente a questo provvedimento è stata inoltre decisa l'estensione della TV nella banda da 170 a 220 MHz (la nostra banda alta) con polarizzazione orizzontale.
Ciò consentirà l'allocazione di altre emittenti TV nel territorio britannico.

I teleabbonati inglesi hanno superato
nel decorso mese di Marzo la rispettabile cifra di 3.200.000 unità. Si pensi inoltre che nel solo mese di Gennaio gli abbonati nuovi alla TV sono stati 150.000. Il canone di abbonamento è però molto inferiore a quello Italiano: 2 sterline cioè circa 3.500 lire.
Anche i televisori inglesi costano meno dei nostri (fra le 100.000 e le 150.000 lire). Il pubblico inglese si accontenta però di schemi più piccoli (il 14 pollici è oggi il più diffuso). Il segreto del basso prezzo risiede principalmente nei minori margini di guadagno sia della produzione (industria che del commercio (rivenditori).
Questi ultimi si accontentano di un margine del 15 al 18 %. Un'altro motivo del basso prezzo del televisore inglese è dovuto allo «standard TV» a 405 righe con suono a modulazione d'ampiezza.

Nel campo della TV a colori
gli sforzi dei costruttori americani, sono rivolti particolarmente alla produzione industriale di un tipo di tubo catodico tricromico che abbia uno schermo di almeno 17 o 21 polliei di diagonale.
I primi esperimenti con tubi a schermo di 12 o 14 pollici hanno dato una doccia fredda all'attesa del pubblico che si aspettava ben altro come qualità di immagini.
Comunque ormai il ghiaccio è rotto e l'industria americana ha gettato tutto il peso della sua potenza tecnico-scientifica al servizio della TV a colori.

(*la rubrica segue a pag.* 116)

Una Semplice Disposizione

dott. ing. Franco Simonini (i1JK)

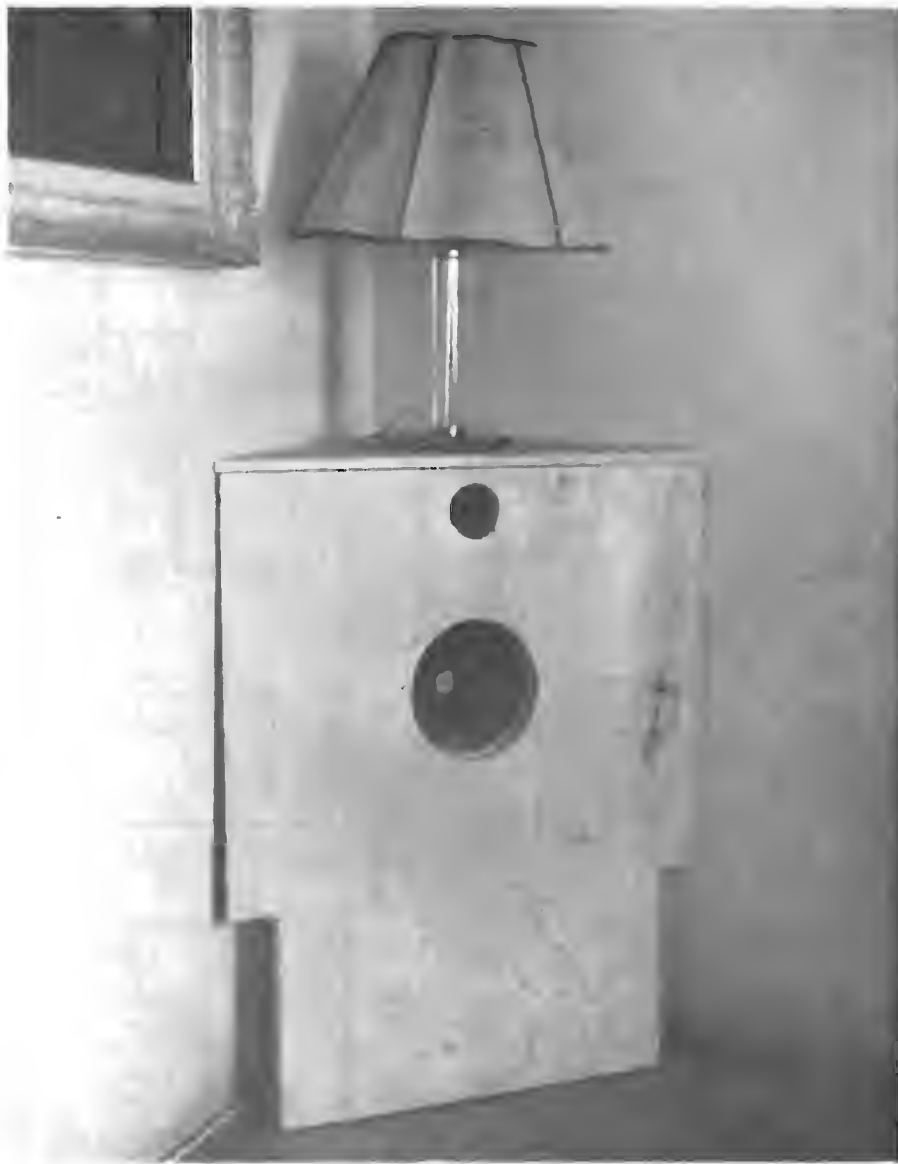



Fig. 1. - Ecco come si presenta la realizzazione del sistema riproduttore d'angolo. La foto è stata ripresa prima del completamento del mobile a cassa armonica.

NEL NUMERO di Ottobre 1953 della Rivista abbiamo descritto un amplificatore per riproduzione di qualità ed abbiamo indicato una semplicissima disposizione, per altro assolutamente insufficiente, con la quale erano stati sistemati gli altoparlanti.

Ci eravamo ripromessi in tale occasione, anzi impegnati a ritornare sullo argomento, per descrivere una disposizione che avesse lo stesso stile dell'amplificatore; che comportasse cioè un minimo di spesa realizzando nel contempo il massimo di efficenza nella riproduzione. Manteniamo ora la parola descrivendo un apparato di facilissima realizzazione. Riteniamo doveroso da parte nostra introdurre il profano, sia pure per sommi capi ai problemi acustici relativi alla riproduzione su larga banda.

1. - INTRODUZIONE

I problemi relativi alla riproduzione acustica sono abbastanza complessi e strettamente legati fra di loro. Con una certa approssimazione essi possono venir così distinti in:

Acustica per Riproduzione di Qualità

Si descrive la realizzazione pratica ed economica di un mobile d'angolo a cassa armonica impiegato per la corretta riproduzione dello spettro acustico entro una banda compresa tra 45-50 Hz e 12-14.000 Hz.

— problemi legati alla riproduzione lineare su tutto lo spettro delle frequenze percepite dall'orecchio umano dai 16 ai 15.000 periodi circa. L'ostacolo più forte che si presenta alla riproduzione su questa banda è dato dalle risonanze dell'altoparlante o degli altoparlanti impiegati. Il cono il cestello e gli altri componenti meccanici hanno una propria frequenza di risonanza che influisce in misura maggiore o minore. a seconda degli elementi seguiti nel progetto, sulla linearità nella emissione della potenza sonora. Per tale motivo una curva di risposta che sia compresa entro un intervallo di più o meno 5 dB può essere ritenuta praticamente lineare. La risonanza più importante è quella relativa al cono e specie per gli altoparlanti di notevoli dimensioni essa è strettamente legata alla massa d'aria che viene spostata durante le vibrazioni. Si verifica in pratica che le frequenze inferiori alla frequenza di risonanza del cono dell'altoparlante restano fortemente attenuate sì da non risultare praticamente riprodotte. Per la riproduzione delle basse frequenze è necessario quindi pure una bassa frequenza di risonanza da parte del cono dell'altoparlante e per conseguenza un diametro notevole che si aggira di solito sui 25-30 e qualche volta anche 40 cm interessando così una notevole massa d'aria. Un altoparlante adatto alla riproduzione dei bassi non si comporta altrettanto bene per le frequenze superiori ai 3-4.000 periodi (acuti di violino, xilofoni, etc.).

A questo inconveniente le case costruttrici hanno ovviato in vario modo. Molto spesso alla bobina mobile oltre al cono principale di notevoli dimensioni viene applicato un secondo cono di dimensioni più modeste (2-4 cm di diametro) coassiale col primo. In altri casi sulla superficie del cono vengono applicati dei dischetti o piccoli rilievi di forma ellittica cui viene affidato il compito di riprodurre le frequenze più elevate. Altoparlanti di questo tipo rientrano però nel novero delle apparecchiature di qualità e quindi di costo notevole. Molto spesso si ricorre invece all'accoppiamento di due altoparlanti l'uno di 30-40 cm di diametro e l'altro di 8-10 cm suddividendo l'energia elettrica tra i due a mezzo di un piccolo filtro che discrimina la banda di frequenza da riprodurre.

Generalmente i due altoparlanti vengono disposti, date le dimensioni, l'uno coassiale all'altro.

Nella pratica radiotecnica si fa molto spesso uso di altoparlanti con cono ellittico. Ai due diametri fondamentali che essi presentano corrispondono infatti due frequenze fondamentali di risonanza che risolvono sia pure con una certa limitazione il problema della linearità di riproduzione. Mentre con le disposizioni su accennate con uno o due altoparlanti si può raggiungere una banda di frequenza dai 30-40 periodi ai 10-15.000 con lo altoparlante ellittico si possono riprodurre solo le frequenze comprese tra i 100-120 periodi e gli 8-10.000.

— problemi legati alla separazione delle due onde sonore generate dal lato concavo e da quello convesso del cono dell'altoparlante. La necessità di una tale separazione deriva dal fatto che le due onde propagandosi con percorsi di diversa lunghezza possono pervenire all'orecchio di chi ascolta con diversa fase dando luogo spesso alla attenuazione od anche alla scomparsa di parte della banda da riprodurre con conseguente distorsione... Il fenomeno è noto ed è stato affrontato fino dagli inizi in maniera molto semplice: L'altoparlante veniva applicato ad uno schermo acustico di notevoli dimensioni (3-4 metri quadrati) e l'onda posteriore generata dal lato convesso del cono veniva per quanto possibile attenuata con materiale adatto (cuffie che oltre che proteggere dalla polvere portavano uno strato di ovatta). Questo metodo pretendeva di risolvere il problema applicando uno schermo di dimensioni praticamente infinite. Il principale inconveniente che si presentava era l'ingombro e col progresso della tecnica di riproduzione si dovette abolire la cuffia di attenuazione posteriore poichè si riscontrò che influenzava la linearità di riproduzione. In questi ultimi tempi si è ricorso molto spesso ad una soluzione che fa uso di labirinti acustici. Questa soluzione richiede però uno studio del locale e si presta ad essere applicata con facilità solo quando l'arredamento del locale possa venir studiato in modo da comprendere e mascherare l'apparato. Trombe esponenziali con labirinto di tipo particolare vengono pure usate specie negli impianti per la diffusione all'aperto.

— problemi legati alle risonanze: sotto l'azione dell'energia sonora generata dall'altoparlante gli oggetti circostanti possono a loro volta entrare in risonanza su di una parte delle frequenze componenti lo spettro (e ciò in dipendenza dalle loro dimensioni fisiche) ed alterare in tal modo la linearità di riproduzione. E' per questo motivo che il più delle volte la testina di riproduzione

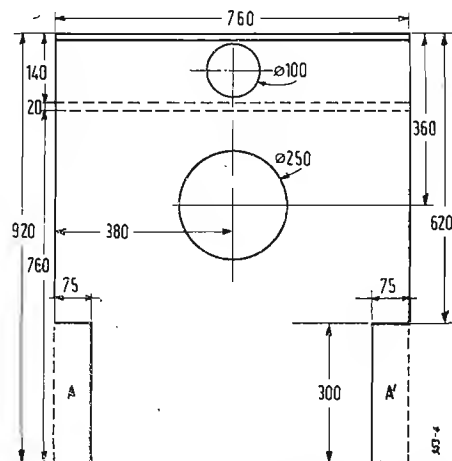



Fig. 2. - Dati costruttivi del mobile a cassa armonica impiegato per la corretta riproduzione delle basse frequenze (altoparlante centrale) e delle alte (altoparlante superiore). La risonanza sulle basse frequenze è determinata dall'ampiezza dei due vani A e A¹ determinati dal pannello frontale e dai due lati del muro. Lo spessore del pannello è di 3 cm. Conviene realizzare il pannello con due fogli di compensato ed uno strato di 2-3 cm. di sabbia interposta secondo i dati della tabella. Nel caso si faccia uso di un altoparlante di maggiori dimensioni per le basse frequenze (30-40 cm. di diametro) il piccolo altoparlante magnetodinamico degli alti può venire sistemato coassialmente come spiegato nel testo. In tal caso la tramezza di legno indicata può venire abolita come pure il piccolo foro superiore e per la costruzione si potranno seguire i dati della tabella allegata certi di ottenere ottimi risultati.

Sotto: Fig. 3. - Vista posteriore del mobile d'angolo a cassa armonica con disposizione dei due altoparlanti.

viene disposta ad una certa distanza dall'altoparlante. I mobili di un appartamento non danno però nella maggioranza dei casi (ridotta potenza di emissione) luogo ad inconvenienti serii. Solo negli studi delle stazioni radio o nelle sale da concerto la cosa assume una certa importanza e ogni singolo componente l'arredamento viene attentamente studiato. Solo due elementi possono interessare lo amatore di musica riprodotta: il mobile che contiene gli altoparlanti e il tempo di rimbombo o riverberazione della sala in cui avviene la riproduzione. E' assolutamente necessario infatti impedire che il mobile che contiene l'altoparlante entri in risonanza o dia luogo ad onde stazionarie nel suo interno tra le pareti. E' per tale motivo che molto spesso le pareti del mobile sono costituite da due sottili assicelle tra le quali viene disposto un forte spessore di sabbia. Viene anche impiegato in varii casi il marmo. Il legno ove viene impiegato raggiunge notevoli spessori. Per quanto possibile inoltre non vengono realizzate superfici tra di loro parallele o, ove non si possa evitare ciò, esse vengono rivestite in materiale isolante dal punto di vista acustico come sughero, lana di vetro o gomma piuma. Non solo ma allo scopo di diffondere il più possibile le onde sonore all'interno del mobile e di evitare di conseguenza particolari riflessioni da qualche lato la intera superficie interna viene rivestita di sughero a superficie irregolare o con cartone ondulato. E' necessario in ogni caso un compromesso tra tutti gli elementi fin qui esposti che influenzano la riproduzione acustica ed è indispensabile che di volta in volta, a seconda dell'ambiente in cui avviene la riproduzione, in dipendenza del tipo di incisione o del sistema di riproduzione, e tenendo conto delle caratteristiche degli altoparlanti impiegati, l'operatore possa dosare con un comando adatto le alte e le basse frequenze in modo da rettificare la riproduzione e combinare nel modo più opportuno gli elementi acustici a disposizione. L'esuberanza delle basse frequenze genera d'altra parte una cattiva comprensibilità e non è quindi conveniente per l'amatore del canto.

Con la realizzazione in figura 1 e figura 3 indichiamo una disposizione quanto mai pratica e semplice per la riproduzione di una banda dai 45-50 Hz fino ai 12-14.000 periodi. Si tratta del risultato degli studi condotti e pubblicati da un tecnico acustico di chiara fama: G.A. Briggs. Come si vede il problema delle superfici parallele viene risolto con una disposizione angolare che utilizza due lati di un muro angolo. In questo modo d'altra parte viene ridotta al minimo la superficie in legno che può essere soggetta a risonanza. Come indicato nel disegno meccanico di figura 2 lo spessore di 3 cm impiegato è sufficiente per eliminare praticamente ogni vibrazione del mobile. Tanto più che, come di consueto, l'altoparlante è stato fissato con l'interposizione di spessori di materiale isolante dal punto di vista acustico (feltro) in modo da evitare per quanto possibile la trasmissione diretta.

Come si vede inferiormente la superficie rientra realizzando così due vani.

Il mobile viene a formare con i muri d'angolo infatti una cassa armonica (gli americani la definiscono bass booster) la cui frequenza di risonanza è determinata dalla ampiezza di questi vani realizzando nello stesso tempo, date le dimensioni della superficie interposta, una efficace separazione tra l'onda anteriore e la posteriore. Come si vede in figura 3 non si è fatto uso di cuffie di protezione posteriori.

Questa disposizione influisce sensibilmente sulla risonanza dell'altoparlante preposto alla riproduzione della basse frequenze. Generalmente si ottiene un abbassamento della frequenza di risonanza dai 20 ai 30 periodi. Nel nostro caso è stato impiegato un altoparlante di recupero tipo Magnavox con sospensioni in pelle del diametro di 23 cm. Dalle misure effettuate ad una frequenza di 60-70 periodi si è scesi ad una frequenza di risonanza di 35-40. La cosa è avvertibile anche tramite la semplice percussione con un dito, del cono dell'altoparlante con il mobile accostato o meno alla parete; è nettamente distinguibile l'incupirsi della frequenza così generata.

L'unico inconveniente di questa disposizione è il rimbombo che spesso può prodursi per le frequenze più basse.

E' sufficiente in tal caso scostare leggermente, come indicato in figura, la parete frontale dal muro. La massa d'aria spostata dalla membrana del piccolo Jensen da 8 cm impiegato per la riproduzione degli alti è insignificante. E' sufficiente quindi provvedere ad una separazione dei fronti d'onda generati senza provvedere ad una cassa armonica, a questo scopo esso è stato disposto sopra all'altoparlante dei bassi con un angolare di separazione in legno chiaramente visibile in figura.

Questa disposizione può essere eseguita anche per altoparlanti di dimensioni e caratteristiche diverse da quelli da noi impiegati.

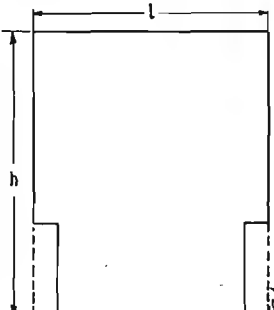
Riportiamo una tabella che fornisce le dimensioni in funzione della frequenza di risonanza dell'altoparlante per le basse frequenze. E' consigliabile in ogni caso fare uso di un elemento riproduttore a doppio cono o con due altoparlanti disposti coassialmente come già detto per quanto anche la disposizione da noi seguita abbia dato ottimi risultati.

Come si vede l'ingombro è abbastanza ridotto ed il mobile coperto con tela a vivaci colori con una piccola cornice può completare lo stile con cui è arredato l'ambiente. Raccomandiamo a questo proposito una stoffa di trama rada in modo da evitare il più possibile l'attenuazione che è notevolmente più pronunciata per le alte frequenze.

2. - I RISULTATI

Nel corso delle prove si è notato un notevole miglioramento della riproduzione rispetto alla disposizione precedentemente adottata.

Per il confronto è stata decisiva la esecuzione di 6 pezzi a microsolco di musica spagnola per sola chitarra.

E' stato pure riprodotto il concerto di Varsavia per piano ed organo. In particolare i bassi di quest'ultimo strumento sono stati perfettamente riprodotti dando spesso una gradevole sensazione di stereofonicità quasi che essi pervenissero dall'interno di una cattedrale.

Terminando consigliamo ai lettori de « *l'antenna* » questa realizzazione certi di consentire loro ottimi risultati con mezzi più che modesti.

Tutto il complesso completo di copertura in tela non può superare in costo le 5.000 lire.

Ove possibile consigliamo di realizzare l'angolare superiore in marmo specie nel caso che si faccia uso di un solo altoparlante.

Sono a disposizione di chi volesse interpellarmi in merito, tramite la direzione della rivista. *

Tabella dati costruttivi

Frequenza di risonanza inferiore dell'altoparlante	l	h	Spessore dello strato di sabbia	Note
60-80 Hz (diametro 70 cm.)	76 cm.	76 cm.	15 mm.	Il pannello frontale deve essere sostituito da due lati di compensato con interposto uno stato di sabbia.
50-70 Hz (diametro 25 cm.)	76 cm.	90 cm.	20 mm.	
35-70 Hz (diametro 30 cm).	76 cm.	100 cm.	20 mm.	
30-50 Hz (diametro 40 cm).	95 cm.	100 cm.	25 mm.	

notiziario industriale

Misuratore d'Impedenza d'Antenna*

1. Generalità

LO STRUMENTO Heathkit AM-1 è un ponte a resistenza per la misura del rapporto di onde stazionarie. Un braccio del ponte è variabile, rendendo così possibile la misura della resistenza di radiazione e della frequenza di risonanza di una antenna, dell'impedenza di una linea di trasmissione e del rapporto di onde stazionarie. Può esser usato anche come monitore per la fonia e come misuratore di campo non molto sensibile collegando un circuito sintonizzato e una piccola antenna ai morsetti di uscita. Le caratteristiche dell'AM-1 sono le seguenti:

- gamma di frequenza: 0 ÷ 150 MHz
- gamma di impedenza: 0 ÷ 600 Ω
- strumento: 100 μA

2. Funzionamento

R_1 e R_2 sono resistenze uguali e rappresentano i bracci fissi del ponte (fig. 1). R_3 è invece il braccio variabile e R_x la resistenza incognita dell'antenna. Quando R_3 è uguale ad R_x la corrente che scorre in R_1 è uguale a quella in R_2, mentre quella in R_3 è uguale a quella in R_x. In queste condizioni esisterà la stessa tensione nei punti A e B. Quindi non scorrerà corrente nello strumento. Il ponte è bilanciato e siccome R_3 deve essere uguale a R_x, l'impedenza d'antenna incognita è letta direttamente sul quadrante graduato di R_3. Nel caso che R_3 sia diverso da R_x la tensione nel punto B sarà maggiore o minore di quella nel punto A a seconda che R_3 sia minore o maggiore di R_x. Il circuito usato nell'AM-1 è illustrato in fig. 2. Quando il ponte è sbilanciato la R.F. scorrerà tra i punti A e B e sarà rettificata dal raddrizzatore a cristallo (CK705). La tensione continua che sarà presente nel punto X farà scorrere una corrente verso massa attraverso lo strumento, che indicherà il grado di sbilanciamento del ponte. Poichè il raddrizzatore del tipo qui usato presenta variazioni di resistenza a secondo della tensione applicata ai suoi capi, una resistenza relativamente alta è collegata in serie allo strumento per ridurre questo effetto che peggiorerebbe la linearità dell'apparecchio. R_4 e C_2 servono da filtro. L'AM-1 può servire da monitore per la fonia inserendo una cuffia nel jack J.

Praticamente qualunque sorgente a R.F. di non più di 1/2 W di potenza può esser sufficiente per far funzionare il ponte. Un grid-dipmeter è l'ideale ma qualunque altra sorgente sarà adatta, tenendo presente che maggiore sarà la potenza, minore sarà l'accoppiamento. Una spira basterà per frequenze sopra i 15 MHz mentre per frequenze più basse saranno necessarie due o tre spire di accoppiamento, che saranno avvicinate al generatore quel tanto che basta per portare lo strumento a fondo scala quando il quadrante è ruotato nella posizione approssimativa in cui si prevede effettuare la misura, e coi terminali di uscita aperti.

(*) *Fornito sotto forma di scatola di montaggio dalla Heath Company, rappresentata in Italia dalla LARIR s.r.l. di Milano.*

3. Misure

3.1. *Linee.* Collegata la linea da misurare, con un estremo non cortocircuitato, ai morsetti di uscita, ruotato il quadrante delle resistenze a zero, variare la frequenza in cui l'indicazione dello strumento cade a zero. Volendo determinare la lunghezza elettrica della linea dalla frequenza trovata si risalità alla misura della linea a quarto d'onda. Collegare ora una resistenza non induttiva il cui valore è il doppio dell'impedenza della linea all'estremo della sezione di un quarto d'onda. Ruotare il quadrante dell'AM-1 sino a trovare un punto di zero. Può darsi sia necessario ritoccare leggermente la frequenza del generatore. Il valore di resistenza segnato dal quadrante sarà la metà dell'impedenza della linea:

$$Z_s = \frac{Z_o^2}{Z_r}$$

dove: Z_s = impedenza di ingresso,
Z_o = impedenza della linea,
Z_r = impedenza del carico.

Si può quindi calcolare facilmente l'impedenza della linea collegando una resistenza non induttiva ad un estremo e facendo uso della formula

$$Z_o = \sqrt{Z_s \cdot Z_r}$$

Per evitare che si debbano ottenere dei valori che superino la scala dello strumento è conveniente usare resistenze da 30 ÷ 100 Ω per linee la cui impedenza è 50 ÷ 70 Ω; 50 ÷ 200 Ω per linee di 100 Ω e 200 ÷ 600 Ω per linee di 300 Ω.

3.2. *Antenne - Dipòli* λ/2. Collegare ai morsetti d'uscita dello strumento il centro del dipolo direttamente oppure, se ciò non fosse possibile, collegare l'estremo della linea di alimentazione la cui lunghezza dovrà però essere un numero pari di quarti d'onda. Ai morsetti di ingresso saranno collegate le solite spire di accoppiamento cui sarà opportunamente accoppiato il generatore di radio-frequenza. Bisognerà evitare di tener in mano lo strumento perchè le misure potrebbero essere falsate. La frequenza da usare può essere calcolata in via di prima approssimazione con la solita formula:

$$F_{MHz} = \frac{492 \cdot 0.95}{L_{PIEDI}}$$

Porre il quadrante dello strumento su 50 Ω circa e variare la frequenza del generatore sino a trovare un minimo. Ruotando poi il quadrante delle impedenze si troverà uno zero. Può darsi che per avere lo zero sia necessario ritoccare leggermente la frequenza. Si leggerà così la resistenza dell'antenna sul quadrante dell'AM-1 e la frequenza di risonanza su quello del generatore.

La resistenza avrà di solito un valore compreso fra 10 e 100 Ω a seconda dell'altezza dell'antenna e della sua posizione rispetto ad ostacoli. Per frequenze superiori a 50 MHz bisognerà avere molta cura poichè le misure saranno alterate sia dalla presenza dello strumento stesso al centro dell'antenna sia dal corpo dell'operatore. Con antenne risuonanti a queste alte frequenze è buona norma collegare l'apparecchio a linee di alimentazione lunghe parecchi λ/2 per minimizzare l'effetto della presenza dell'operatore.

Un'altra precauzione, se si usa piattina come linea, è di ruotarla in modo da ridurre eventuali effetti di sbilanciamento.

Fig. 1. - Schema di principio.

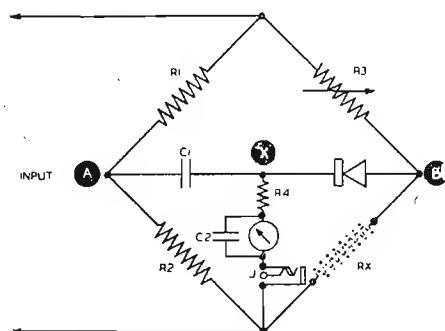



Fig. 2. - Schema elettrico del misuratore d'impedenza d'antenna mod. AM-1: $R_1 = R_2 = 200\,\Omega$; $R_3 = 600\,\Omega$; $R_4 = 10\,k\Omega$; $C_1 = C_2 = 0{,}005\,\mu F$; per altri particolari vedi testo.

che possono alterare le misure. Può darsi che lo strumento segni qualcosa, quando collegato alla linea, anche senza alcun generatore a R.F. collegato ai suoi morsetti di entrata. E' probabile che sia captato dall'antenna qualche forte segnale

di una emittente vicina, che può essere ascoltata inserendo una cuffia nell'apposito jack. Talvolta basta invertire i collegamenti alla linea per eliminare l'inconveniente.

3.3. *Antenne «folded dipole».* Si procede come per le antenne a dipolo. La resistenza sarà tra i 150 e 300 Ω. In qualche caso è possibile ottenere un secondo zero verso i 500 Ω e ad una frequenza leggermente differente. Ciò è dovuto al fatto che, mentre la parte *A* determina la lunghezza elettrica dell'antenna anche le sezioni *B* e *C* (fig. 3) sono lunghe un quarto d'onda e risuonano su una frequenza che molto probabilmente differisce di un poco dalla precedente. Il fenomeno è assai più apparente in antenne costituite da piattina dove, a causa del basso fattore di velocità, la frequenza della sezione a quarto d'onda è dell'86 % più bassa di quella di risonanza propria dell'antenna. La lettura corretta sullo strumento sarà quella in corrispondenza della frequenza più alta.

3.4. *Antenne funzionanti su armoniche.* Le antenne lunghe multipli di $\lambda/2$ posson esser poste sotto misura collegando lo strumento in un ventre di corrente.

3.5. *Antenne verticali a 6/4 e «gronnd plane».* Collegare lo strumento tra la base dell'antenna e massa. Il valore di resistenza sarà di circa 35 Ω. Poichè il valore

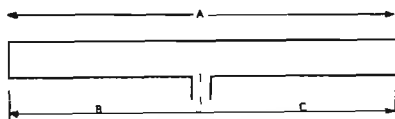



Fig. 3. - Dipolo ripiegato.

della resistenza nel punto di alimentazione di una «ground plane» può essere aumentato piegando i bracci radiali in modo da formare un angolo maggiore di 90° con l'elemento verticale, l'AM-1 può essere usato per trovare l'angolo necessario per avere una data resistenza. Si possono ottenere resistenze sino a 70 Ω quando i bracci sono pressochè verticali. La risonanza di tali antenne può esser regolata variando la lunghezza della porzione verticale.

3.6. *Antenne direzionali con elementi parassiti.* Collegare lo strumento preferibilmente al centro dell'elemento radiatore e comportarsi come per le solite antenne. La resistenza trovata sarà dell'ordine di 10 ÷ 100 Ω a seconda del numero degli elementi parassiti e della loro spaziatura. Se si trova un minimo, invece di uno zero, vuol dire che il punto in cui si è collegato lo strumento presenta impedenza reattiva e le misure effettuate non corrisponderanno a realtà. Nella messa a punto di queste antenne è utile usare lo strumento come indicatore del rapporto di onde stazionarie, come descritto qui appresso.

3.7. *Rapporto di onde stazionarie* (*S.W.R.*). Se lo strumento indica zero quando è inserito in una linea di trasmissione il rapporto di onde stazionarie sarà uguale a 1 : 1 = 1. Rapporti maggiori dell'unità potranno essere trovati se la linea è lunga un multiplo di mezze lunghezze d'onda alla frequenza di lavoro, e se l'antenna risuona su questa frequenza.

Ruotare quindi il quadrante della resistenza finchè non si trovi uno zero sullo strumento, ritoccando leggermente la frequenza se necessario. Sapendo il valore della resistenza della linea si può trovare il rapporto di onde stazionarie con la formula:

$$S.W.R. = \frac{Z_{carico}}{Z_{linea}}$$

Allo scopo di evitare punti di zero che posson confondere, e che son dovuti a risonanze della linea, è consigliabile usare una linea lunga meno di una lunghezza d'onda.

Si può sintonizzare una antenna e nello stesso tempo fare il miglior accoppiamento con la linea. Ruotare il quadrante dello strumento sul valore di impedenza della linea e variare la frequenza del generatore fino ad avvicinarsi a quella calcolata per l'antenna, finchè non si trovi uno zero. Se questo capita in un punto diverso da

Fig. 4 e 5. - Disposizione costruttiva delle varie parti elettriche del misuratore d'impedenza d'antenna mod. AM+1.

quello della frequenza desiderata, ritoccare la lunghezza dell'antenna finchè non si abbia la risonanza alla frequenza esatta, come indicato dallo zero dello strumento. Se lo zero è incompleto bisogna regolare il sistema di accoppiamento in modo da avere nessuna indicazione alla frequenza di risonanza.

Sulla base di queste note possono essere effettuate svariate altre misure su vari tipi di antenne su circuiti di ingresso di ricevitori e regolazioni su barre di corto circuito di linee accordate.

(*M. C.*)

L'Oscillografo Du Mont 304*

L'oscillografo a raggi catodici Du Mont. mod. 304-A

L'OSCILLOGRAFO Du Mont tipo 304 A e AR è un apparecchio di uso generale che permette accurate e rapide misure di segnali o porzioni di segnali aventi ampiezza da 0 a 1000 V e di frequenza da zero ad oltre 50 kHz. L'alto guadagno del 304 rende possibile l'accoppiamento diretto con la maggior parte dei trasduttori mentre l'amplificazione in corrente continua fa sì che le porzioni dei segnali a frequenza più bassa siano riprodotte con fedeltà.

Una innovazione che lo differenzia dai tipi precedenti è il nuovo sistema di calibrazione che permette la misura dell'ampiezza dei segnali in volt direttamente sullo schermo.

Sul 304 è montato il tubo a raggi catodici 5ADP, che è stato costruito con accuratezza maggiore dei tipi convenzionali e possiede una sensibilità di deflessione doppia dei soliti tubi, mentre fornisce uno «spot» di dimensioni molto ridotte senza sacrificare la luminosità.

Il tipo 304-AR differisce dal 304-A solo per il fatto d'esser montato entro un pannello standard da 19 pollici.

1. CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE

I comandi in ambedue gli strumenti sono convenientemente disposti sul pannello frontale con i controlli degli amplificatori verticali a sinistra e quelli della base dei tempi a destra, mentre un adatto pannellino, accessibile dalla parte posteriore, porta i terminali connessi con le placche deflettrici del tubo a raggi catodici.

Per facilitare la calibrazione dei segnali, la scala del 304 è illuminata al bordo. I segnali unidirezionali vengono misurati con l'aiuto della scala incisa a sinistra mentre i segnali simmetrici con l'aiuto della scala destra. La scala illuminata è particolarmente utile quando si voglia fotografare una traccia con sovrapposta la scala di riferimento.

Si possono applicare all'ingresso verticale segnali bilanciati e non bilanciati sulla scala 0,1 V. L'ingresso bilanciato si può avere facilmente togliendo il ponticello di corto circuito tra la massa ed il terminale Y più basso sul pannello frontale.

C'è anche la possibilità di utilizzare il terminale dell'asse Z per la modulazione in intensità del fascio elettronico. Il morsetto è direttamente collegato alla griglia del tubo R. C. in modo che segnali positivi aumentano l'intensità del fascio.

2. CIRCUITO

Per una visione generale dei circuiti usati in questo oscillografo ci si può riferire allo schema a blocchi di fig. 1. Più oltre verrà data una descrizione dettagliata dei circuiti.

Il 304 usa un amplificatore verticale molto sensibile. Con l'amplificatore a tutto guadagno un segnale di 0,1 V picco a picco, in c. c. o in c. a., è sufficiente per deflettere per tutta la scala il fascio elettronico. Una stabilità notevole è assicurata dalla regolazione della tensione dei filamenti degli stadi amplificatori verticali.

Per facilitare l'osservazione di fenomeni non periodici o con periodicità irregolare si può, con adatta manopola sul pannello. far sì che la base dei tempi sia fatta partire per mezzo del segnale stesso.

Sia la base dei tempi pilotata sia quella ricorrente possono essere allargate fino a sei volte il diametro del tubo, conservando sempre la possibilità di riportarne un estremo al centro del tubo con il comando di posizione. Per ottenere basi dei tempi di durata particolarmente lunga si possono collegare delle capacità esterne ad appositi terminali, tenendo presente che si aumenta la durata della base dei tempi di 0,5 secondi ogni microfarad aggiunto come capacità esterna.

La sincronizzazione stabilizzata riduce il tremolio orizzontale delle tracce mentre il limitatore di sincronismo per la base dei tempi pilotata e per quella ricorrente impedisce che si abbia una immagine distorta per eccesso di segnale di sincronizzazione.

Fig. 1. - Schema a blocchi dell'oscillografo a raggi catodici Du Mont, modello 304-A

3. CARATTERISTICHE ELETTRICHE

3.1. Asse Y - verticale

3.1.1. *Fattore di deflessione*

Amplif. (a tutto guad.) ..	0,1 V picco a picco. scala intera: o 0.025 V picco-picco per pollice
Diretto	32-39 V picco-picco per pollice
Deflessione indistorta	al minimo 4 pollici (limitata dall'interdizione delle placche deflettenti nel tubo a raggi catodici)

3.1.2. *Risposta per frequenze sinusoidali* (attraverso gli amplificatori):

Accoppiamento diretto	piatta dalla c.c. attenuazione ≤ 10 % a 100 kHz
Accoppiam. capacitivo ...	attenuazione ≤ 10 % da 10 Hz a 100 kHz
Altri accoppiamenti	attenuazione ≤ 50 % a 300 kHz

3.1.3. *Risposta ai transitori* (attraverso gli amplificatori):

Tempo di salita (dal 10 % al 90 %)	≤ 2 μsec
Overshoot	≤ 2 %
Decay	accoppiamento diretto: nessuno; accoppiamento capacitivo: < 10 % in 45 msec

3.1.4. *Massima tensione di ingresso* (attraverso gli amplificatori):

Ingresso non bilanciato ......

(*) *Come è noto gli Allen B. Du Mont Laboratories, Inc. sono rappresentati in Italia dalla Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti di Milano.*

Accoppiamento capacitivo	1000 V (tensione continua più picco tensione alternata)
Accoppiamento diretto	1000 V (tensione continua più picco tensione alternata) su tutte le portate dell'alternatore eccettuata quella da 0,1 V dove la massima tensione è 100 V (tensione continua più picco tens. alternata)
Ingresso bilanciato	può funzionare con tensioni sino a + 2 V con 0,4 V picco-picco tra le griglie (su portata 0,1 V)

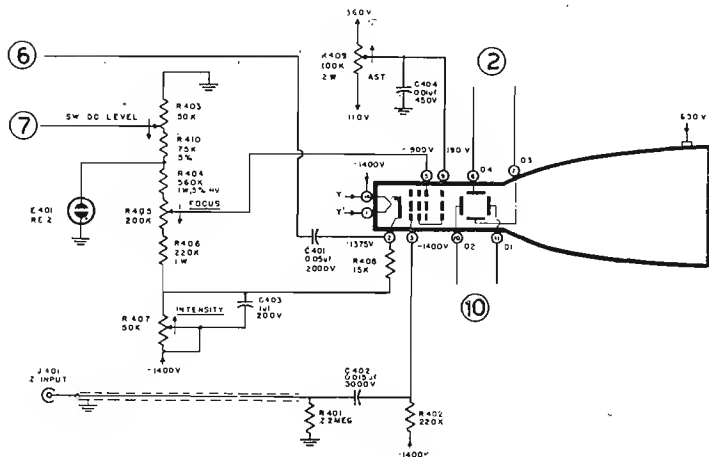



Fig. 2. - Circuito del tubo a raggi catodici e comandi relativi.

3.1.5. *Attenuatore* (tramite ampl.)	portate 1, 10, 100 e 1000 + 2 % selezionate con il commutatore VOLTS FULL SCALE (0,1 V, 1 V, 10 V e 100 V rispettivamente)

3.2 Asse x orizzontale

3.2.1. *Fattore di deflessione*

Amplif. (a tutto guad.) ..	0,3 V picco a picco per pollice
Diretto.................	40-50 V picco a picco per pollice

3.2.3. *Risposta, per frequenze sinusoidali*

(attraverso gli amplificatori)	la stessa dell'amplificatore verticale

3.2.3. *Risposta ai transitori*

(attraverso gli amplificatori)	lo stesso dell'amplificatore verticale

3.2.4. *Massima tensione di ingresso*

(agli amplificatori)	*posiz. dell'attenuatore*	*volt p. a p.*
	1 : 1	18
	10 : 1	180
	con attenuatore in posizione AC massimi 1000 V (corrente continua più picco alternata)	

3.2.5. *Attenuatore* (tramite ampl.)	portate 1 e 10 ± 10 %

3.2.6. *Base dei tempi lineare*

Circuito	triodo a gas 6Q5G, usato per la base dei tempi pilotata o ricorrente La traccia di ritorno è automaticamente soppressa.
Frequenza (base dei tempi ricorrente)	dente di sega da 2 Hz a 30 kHz; si possono ottenere basi dei tempi di frequenza inferiore ai 2 Hz collegando delle capacità esterne fra il morsetto SAWTOOTH|EXT CAP. e la massa
Durata base tempi pilotata	da 0,5 secondi a circa 30 microsec.
Allargamento traccia	sino a 6 volte il diametro dello schermo senza distorsione apprezzabile
Sincronizzazione..........	interna (INT), esterna (EXT) oppure dalla linea (LINE), positiva e negativa

3.3 Circuito per la modulazione d'intensità (asse z)

Impedenza di ingresso ...	0,2 MΩ 80 pF
Sensibilità	secondo la posizione del controllo di intensità saranno necessari ad interdire il fascio elettronico da — 2 a — 56 V picco a picco
Polarità	segnali positivi intensificano il fascio

3.4 Tensione di calibrazione

Morsetti d'uscita	ingresso amplificatore verticale dopo commutazione sul pannello frontale
Forma d'onda	quadra
Frequenza	rete
Ampiezza	0,1 V picco a picco
Precisione in ampiezza ...	± 5 %

3.5 Dente di sega

Morsetti d'uscita	sul pannello frontale
Ampiezza	5 V picco a picco
Polarità	positiva
Frequenza	da 2 Hz a 30 kHz. Si possono ottenere frequenze inferiori a 2 Hz collegando una capacità fra il morsetto d'uscita e la massa
Impedenza	circa 45 kΩ

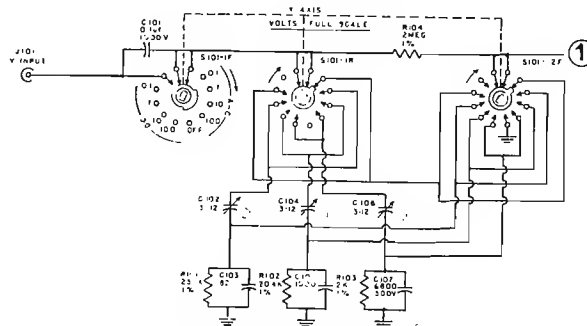



Fig. 3. - Circuito dell'attenuatore.

3.6 Alimentazioni

Tensione di alimentazione.	115 o 230 V_{eff} ± 10 %
Frequenza	50-400 Hz
Consumo	circa 110 W
Fusibili	1,5 A per 115 V; 0,75 A per 230 V

3.7. Valvole

6-12AU7	1-OB2	2-1X2A	1-(3-14)
2-6AQ5	2-6J6	2-6AL5	1-5ADP
1-6Q5G	1-5Y3GT	2-5963	

4. FUNZIONAMENTO

Per ben comprendere il funzionamento teorico dell'oscillografo è bene tener presente lo schema a blocchi di fig. 1 e i successivi schemi elettrici parziali.

4.1 Circuito del tubo a raggi catodici.

Uno schema semplificato del circuito del tubo a raggi catodici appare in fig. 2. Viene usato un tubo 5ADP (V 401) funzionante ad una tensione di accelerazione totale di 3000 V con l'elettrodo intensificatore ad un potenziale di + 1600 V ed il catodo a — 1400 V rispetto a massa.

4.1.1. *Luminosità.*

Le tensioni per il primo anodo e per il catodo del tubo sono prelevate dal divisore di tensione formato dalle resistenze da R403 a R407. La luminosità del fascio elettronico è regolata dal potenziometro INTENSITY (R 407). Questo comando rende il potenziale catodico più o meno positivo rispetto alla griglia, che è tenuta ad un potenziale negativo fisso.

4.1.2. *Fuoco.*

La regolazione del fuoco, per la massima finezza della traccia, viene effettuata per mezzo del comando FOCUS (R 405). La posizione di questo comando determina la relativa differenza di potenziale fra gli anodi A1 e A2. Alle placchette di deflessione verticale (D3 e D4) e quelle di deflessione orizzontale (D1 e D2) è applicata una tensione continua di circa 200 V rispetto a massa. Per evitare distorsione del fascio al secondo anodo (A2) deve essere applicata all'incirca la stessa tensione. La tensione del secondo anodo è prelevata dal cursore di R 409.

4.1.3. *Modulazione di intensità.*

Per modulare in intensità il fascio elettronico i segnali in esame possono essere applicati ai morsetti segnati Z INPUT donde saranno trasferiti alla griglia del tubo a raggi catodici attraverso la capacità C 402. Segnali positivi intensificheranno il fascio, negativi ne diminuiranno la luminosità.

4.2. Circuito di deflessione verticale (Asse Y).

Per facilitare l'analisi e la comprensione del circuito di deflessione verticale, lo si immagini diviso in: 1) un alternatore compensato in frequenza; 2) un calibratore di tensione per determinare le ampiezze dei segnali in ingresso; 3) un amplificatore ad alto guadagno e larga banda per aumentare l'ampiezza di piccoli segnali applicati ai morsetti di entrata in modo d'aver a disposizione una tensione sufficiente per deflettere il fascio elettro-

nico sul T.R.C. per una comoda visione.

4.2.1 Attenuatore.

La fig. 3 rappresenta uno schema semplificato dell'attenuatore calibrato in volt picco a picco a scala intiera. Gli attenuatori a decadi sono compensati con circuiti a resistenza-capacità in modo da avere una risposta lineare di frequenza

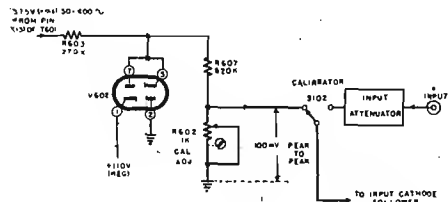



Fig. 4. - Circuito semplificato del calibratore.

e di fase e presentare una impedenza di 2 MΩ, con 50 pF, al circuito che verrà collegato ai morsetti di ingresso, qualunque sia il grado di attenuazione scelto. Il commutatore dell'attenuatore VOLTS FULL SCALE (S 101) sceglie l'adatta attenuazione nella misura di 1, 10, 100, 1000 sia per l'ingresso a corrente alternata sia

zione della tensione di calibrazione a 100 mV picco a picco. I due comandi VOLTS FULL SCALE e MULTIPLIER forniscono un mezzo semplice per la misura di ampiezze picco a picco di segnali in esame. Il prodotto dei valori segnati dai due comandi dà la tensione approssimata picco a picco per una deflessione di quattro pollici. La tensione di calibrazione viene usata per misure più accurate e serve per una più precisa regolazione del comando MULTIPLIER. La procedura da seguire è la seguente:

1) Senza alcun segnale ai morsetti di ingresso porre il MULTIPIER nella posizione in cui si desidera effettuare una misura precisa; il X SELECTOR in RECUR SWEEP; il SWEEP RANGE su 50-250; il SYNC SELECTOR su LINE, il Y POSITION in modo da centrar bene la traccia sullo schermo.

2) Premere il CALIBRATOR e regolare il SWEEP VERNIER ed il SYNC AMPLITUDE in modo da avere parecchie onde quadre sullo schermo.

3) Tenendo presente la tabella di calibrazioni determinare la deflessione che si deve avere per la posizione, scelta in precedenza, del comando MULTIPLIER.

Se necessario regolare il potenziometro a taglio di cacciavite accessibile attraverso apposito foro praticato sul lato sinistro della scatola di protezione dell'oscillografo, in modo da ottenere una adeguata deflessione. Il comando MULTIPLIER è così accuratamente calibrato, ma solo per la posizione scelta.

4) Applicare il segnale da misurare e prender nota della ampiezza osservata sul T.R.C.

5) Moltiplicare questa ampiezza (in pol-

TABELLA DI CALIBRAZIONE

	Posizione del MULTIPLIER				
	1	1,5	2	4	10
Deflessione vert. (in pollici)	4	2,7	2	1	0,4

4.2.3. Amplificatore verticale (asse Y).

La valvola V 101 è collegata come trasferitore catodico (fig. 5) che funziona come amplificatore differenziale per ingressi bilanciati e precede il comando MULTIPLIER (R 112) variabile con continuità. R 113, in serie con questo comando, ha la funzione di impedire che l'operatore possa annullare completamente il guadagno dello stadio. In questa maniera ogni segnale di ampiezza tale da saturare il circuito di ingresso provocherà una deflessione maggiore del diametro dello schermo e obbligherà l'operatore a scegliere una maggiore attenuazione col VOLTS FULL SCALE oppure a ridurre l'ampiezza del segnale in esame. Questo accorgimento rende impossibile una errata interpretazione di un segnale perchè distorto dall'amplificatore dell'oscillografo stesso. La griglia di V 101 normalmente

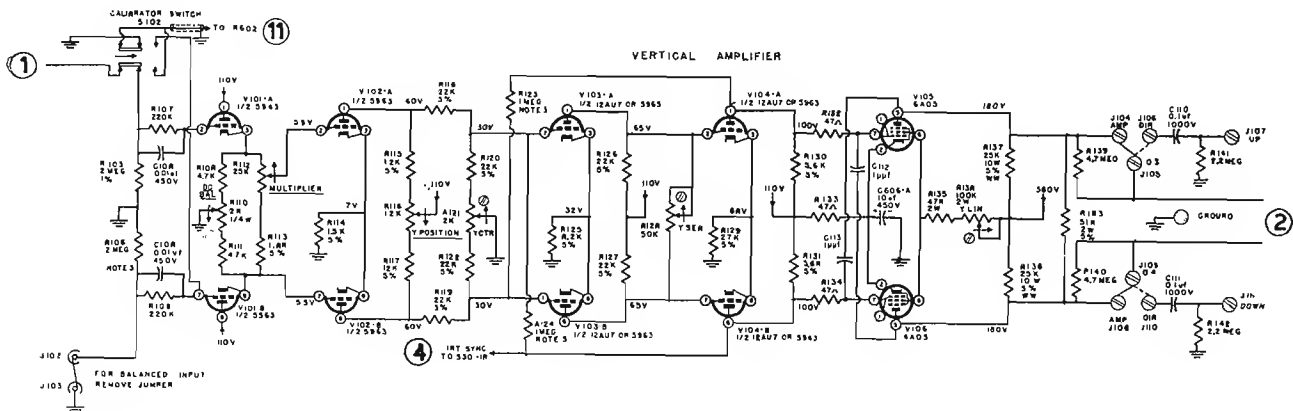



Fig. 5. - Circuito dell'amplificatore verticale.

per quello a corrente continua. La posizione OFF toglie il segnale dall'attenuatore e mette a massa la griglia (piedino 2) del trasferitore catodico (V 101).

Sul pannello frontale sono segnate le sensibilità in volt per le varie posizioni del commutatore quando il comando MULTIPLIER è ruotato in posizione « 1 ».

4.2.2. Calibratore.

Da T601 viene prelevata una tensione di 375 V ed applicata a V602 attraverso la resistenza limitatrice R603 (fig. 4). Nel semiperiodo positivo la tensione che appare ai capi del divisore formato da R607 e R602 è limitata a un valore leggermente superiore a 110 volt picco poichè scorre una corrente dal catodo (piedino 1) alla placca (piedino 7) di V602. L'altra sezione della valvola conduce durante il semiperiodo negativo portando quindi l'estremo superiore di R607 a potenziale di massa durante questo periodo.

Si ottiene così una tensione di circa ± 110 V a forma quadra a 50-400 periodi, secondo la frequenza di alimentazione dello strumento, ai capi delle resistenze R607 e R602. Questa tensione viene prelevata, attenuata, nel punto d'unione delle due resistenze ed applicata al commutatore CALIBRATOR (S102). Il potenziometro R603 permette una esatta regola-

lici) per la sensibilità in volt per pollice ricavata dalla tabella della sensibilità. Il numero che si ottiene rappresenta l'ampiezza, in volt, del segnale.

Volendo misurare segnali di frequenza superiore a 50 kHz è opportuno usare, per una maggior accuratezza, un segnale di calibrazione esterno avente la stessa frequenza del segnale in esame.

a massa (piedino 7) è collegata ad un morsetto sul pennello frontale (J 102) in modo di avere la possibilità di usufruire di un ingresso bilanciato semplicemente togliendo il ponticello che esiste fra i morsetti J 102 e J 103. Le resistenze in serie alle griglie di V 101 (R 107 e R 108)

TABELLA DELLA SENSIBILITA'
PER VARIE POSIZIONI DEI « COMANDI » « VOLTS FULL SCALE » E « MULTIPLIER »

		Posizione del « MULTIPLIER »				
		1	1,5	2	4	10
Posizione del « Volts full scale »	0,1	0,1V / 0,025V	0,15V / 0,0375V	0,2V / 0,05V	0,4V / 0,1V	1V / 0,25V
	1	1V / 0,25V	1,5V / 0,375V	2V / 0,5V	4V / 1V	10V / 2,5V
	10	10V / 2,5V	15V / 3.75V	20V / 5V	40V / 10V	100V / 25V
	100	100V / 25V	150V / 37,5V	200V / 50V	400V / 100V	1000V / 250V

I numeri sopra la frazione rappresentano il valore della tensione picco a picco a scala intiera (4 pollici di deflessione verticale).

I numeri sotto la frazione rappresentano il valore della tensione picco a picco per pollice di deflessione verticale.

servono a proteggere il circuito di ingresso da sovraccarichi dovuti a tensioni di ingresso troppo elevate. La capacità C 108 e C 109 provvedono alla compensazione di frequenza.

Il comando di bilanciamento c. c. (DC BAL) R 110 equalizza le tensioni ai capi del circuito del MULTIPLIER. Quando questo comando è regolato a dovere non si dovrà notare alcun spostamento della traccia in su o in giù, quando si ruota il MULTIPLIER dal minimo al massimo, senza alcun segnale in ingresso.

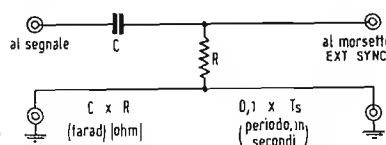



Fig. 6. - Circuito differenziatore per la stabilizzazione della scansione pilotata.

Gli amplificatori per la deflessione verticale sono rappresentati dalle valvole da V 102 a V 106 inclusa. La particolare disposizione bilanciata a c. c. assicura una buona stabilità del complesso. Con il comando Y POSITION (R 116) portato, nella sua posizione centrale, il controllo Y CTR (R 116) posto sul retro del pannello è normalmente regolato per equalizzare la caduta di tensione ai capi delle resistenze di carico R 115 e R 117 in modo che la traccia sia, in senso verticale, al centro del TRC.

Il sistema di spostamento della traccia è tale da poter scegliere ed osservare al centro dello schermo qualunque porzione di una traccia espansa anche quattro volte il diametro dello schermo. Il comando Y SEN (R 128) sul retro del pannello serve per regolare la sensibilità del sistema di deflessione dell'asse Y a 100 mV picco a picco a scala intiera attraverso l'amplificatore. Questo potenziometro stabilisce un collegamento, variabile, a bassa resistenza, tra le placche del secondo amplificatore controfase, V 103, e l'ingresso del terzo stadio controfase V 104.

L'alimentazione delle griglie schermo di V 105 e V 106 nell'ultimo stadio controfase è ricavata da una sorgente non stabilizzata in modo che la sensibilità del circuito aumenti quando aumenta la tensione di rete, allo scopo di compensare la diminuita sensibilità del tubo a raggi catodici causata dall'aumentata tensione di accelerazione. Con questo vengono assai ridotte le variazioni in sensibilità causate da fluttuazioni di tensione di rete. Il comando Y LIN (R 136) sul retro del pannello è una resistenza di caduta variabile per le griglie schermo delle valvole finali (V 105 e V 106) e regola la linearità del segnale di uscita. Ulteriore compensazione per le frequenze alte è ottenuta dalla controreazione introdotta da R 123 e R 124.

E' possibile il collegamento diretto delle placche di deflessione verticale ai terminali sul retro del pannello attraverso le capacità C 110 e C 111. Queste capacità sono necessarie poichè le placche di deflessione sono tenute ad un potenziale di circa + 200 V rispetto a massa per non avere distorsioni nel fascio.

5. CIRCUITI DI SCANSIONE E DI SINCRONISMO.

Si può avere una scansione pilotata o ricorrente con espansione sino a sei volte il diametro dello schermo. La scansione ricorrente può essere sincronizzata o quella pilotata fatta partire da segnali positivi o negativi per mezzo di uno stadio divisore di fase. La scansione pilotata può essere fatta partire con maggior sicurezza, specialmente quando si abbiano a disposizione segnali non sinusoidali, da una rete differenziatrice con una costante di tempo di circa 10 % del periodo del sincronismo (fig. 6).

5.1. Sincronizzazione (fig. 7)

Il commutatore SYNC SELECTOR (S 301) sceglie il segnale sincronizzante: INT, interno (prelevato dall'amplificatore dell'asse Y); LINE (prelevato dalla linea); EXT (ricavato da una sorgente esterna).

V 301-A funziona da divisore di fase. Il comando SYNC AMPLITUDE (R 308) permette all'operatore di scegliere la polarità e l'ampiezza del segnale di sincronizzazione. Il primo amplificatore di sincronismo (V 301-B) è accoppiato alla griglia del generatore di scansione (V 303) attraverso C 305 e R 312. La placca del diodo V 302 è collegata al punto di giunzione di R 311 e R 312; il catodo va a massa solo quando il commutatore X SELECTOR è su RECUR SWEEP.

Fig. 7. - Circuito elettrico degli stadi di sincronismo e di scansione.

Così inserito nel circuito questo diodo limita la tensione di sincronismo che può essere applicata al generatore di scansione in modo da impedire distorsione della base dei tempi per eccesso di segnale sincronizzante. V 302 impedisce inoltre che la capacità del circuito di griglia del generatore di scansione V 303 abbia a caricarsi positivamente alle frequenze più alte con conseguente errato funzionamento e partenza anticipata della base dei tempi.

5.2. Scansione ricorrente.

Il triodo a gas V 303 è usato per produrre la tensione a dente di sega necessaria per avere la base dei tempi lineare. Il catodo di questa valvola è riscaldato ed emette elettroni come in una comune valvola termoionica ma il gas che riempie l'interno si ionizza in modo che per una certa tensione fra placca e catodo, si inserisca provocando un vero corto circuito fra placca e catodo.

Questo punto di «innesco» dipende dalla polarizzazione della griglia, tensione che viene prelevata dalla rete formata dalle resistenze R 313 e R 315. Con una certa tensione in griglia, V 303 si innescherà ad un unico e solo valore di tensione di placca. Il condensatore collegato tra la placca e il catodo del triodo a gas è caricato dalla tensione a + 360 V attraverso il triodo di carica della scansione (V 304-B, R 316, R 317 e la resistenza di catodo R 315) finchè la tensione anodica non diventa tale da far innescare il tubo. Indi il condensatore si scarica finchè il potenziale placca-catodo non ha raggiunto il valore di spegnimento dell'arco nella valvola (circa 20 V). A questo punto la valvola non conduce più ed il cielo di carica incomincia di nuovo. Il comando SWEEP VERNIER (R 316) fornisce una regolazione

fine della frequenza di scansione controllando il tempo di carica del condensatore.

Il circuito di V 304-B esplica due funzioni: 1) simula la presenza di una sorgente a corrente costante che carica il condensatore della base dei tempi per una buona linearità; 2) funziona come trasferitore catodico di uscita. La scansione a dente di sega che appare ai capi della resistenza di carico del trasferitore catodico (R 320) è applicato a un divisore di tensione compensato in frequenza (R 322, C 313 e R 323) che attenua l'ampiezza della scansione a un quinto del suo valore. La parte più bassa del divisore di tensione è collegata ad un capo polarizzazione è necessario applicare alla placca del triodo una maggiore tensione per farlo innescare. Il diodo limitatore (V 304-A) non permette che la placca del triodo raggiunga la tensione di ionizzazione durante il periodo di riposo. Funziona così: V 304-A conduce quando la parte di andata della tensione di scansione raggiunge una certa ampiezza determinata dal comando, sul retro del pannello, DRIVEN SW BIAS (R 319) nel circuito catodico. Non appena conduce, la tensione ai capi del condensatore di scansione non sale più, e quando R 319 è ben regolato la tensione è di ampiezza insufficiente per innescare il triodo a gas. zontale. Il segnale interno è ricavato dal circuito di scansione lineare a dente di sega già visto. Segnali c. c. o a. c. possono indifferentemente essere applicati, tramite l'attenuatore X, che fornisce attenuazioni nella quantità di 1 o 10. Una posizione OFF mette a massa la griglia di V 501-A.

6.1. Trasferitore catodico di ingresso.

V 501-B non ha segnale in griglia e la sua funzione è solo quella di mantenere la griglia (piedino 6) dello stadio V 502 a potenziale di massa mentre non vi è applicata la tensione continua di posizione. Il comando di bilanciamento

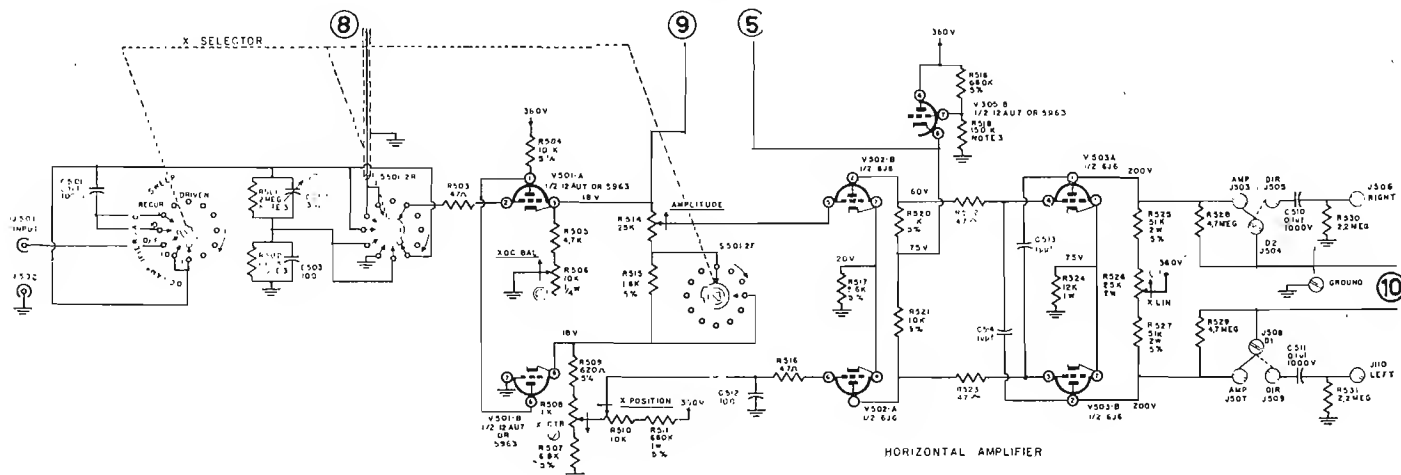



Fig. 8. - Circuito dell'amplificatore orizzontale.

del comando SW DC LEVEL (R 403) in fig. 2, regolabile col cacciavite. Quando questo comando, posto sul retro del pannello, è ben regolato, si deve ottenere una espansione della traccia della base dei tempi uguale e simmetrica rispetto al centro dello schermo, quando si ruoti il comando X AMPLITUDE. L'uscita dal divisore di tensione è portata all'ingresso dell'amplificatore dell'asse X quando il commutatore X SELECTOR è posto in SWEEP.

E' generalmente preferibile vedere solo l'andata della traccia della base dei tempi. Questo richiede un qualcosa che cancelli la traccia di ritorno. A questo scopo viene prodotto un guizzo negativo alla fine della traccia di andata per mezzo di un circuito di differenziazione composto da R 325 e C 314. Questo guizzo negativo è applicato alla griglia dell'amplificatore di cancellazione della traccia (V 305-A). L'impulso positivo che ne risulta è portato sul catodo del TRC affinchè interdica il fascio durante l'intervallo del ritorno della traccia.

Certe applicazioni possono richiedere frequenze di scansione più basse di due cicli al secondo. Per avere ciò si può collegare una capacità esterna tra i morsetti SAWTOOTH o EXT CAP e la massa quando il SWEEP RANGE è su EXT CAP.

5.3. Scansione pilotata.

In questo caso il triodo a gas (V 303) non si innescherà che quando è pilotato da un impulso positivo applicato alla sua griglia. Qualunque impulso positivo di ampiezza sufficiente inizia un ciclo di tensione a dente di sega. Quando il commutatore X SEL è su DRIVEN la polarizzazione sul catodo di V 303 è aumentata a causa dell'aggiunta di R 314 nella rete del divisore di tensione. Con questa

La scansione pilotata è iniziata dall'applicazione di un impulso positivo di ampiezza sufficiente alla griglia di V 303. Questo permette alla valvola di innescarsi ad un potenziale anodico inferiore di quello stabilito dalla polarizzazione del

(R 506 X DC BAL) è usato per equalizzare la tensione continua ai capi del AMPLITUDE CONTROL. Quando questa regolazione è ben fatta non ci sarà spostamento (a sinistra o a destra) della traccia quando si ruota il comando AMPLITUDE

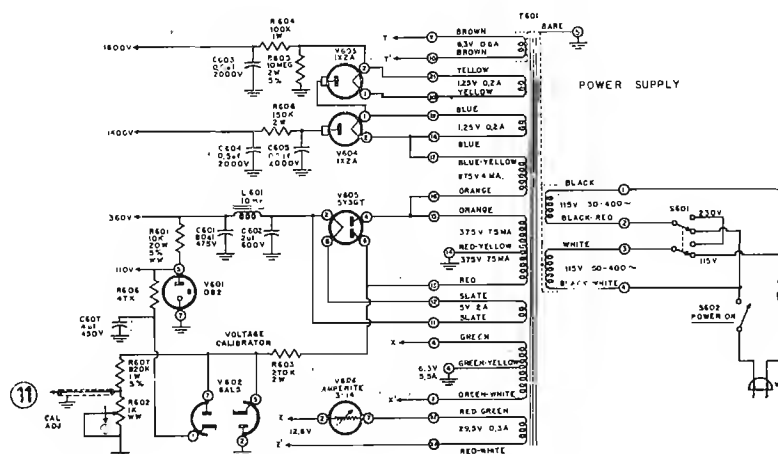



Fig. 9. - Circuito elettrico degli alimentatori e del calibratore di tensione.

catodo. La capacità di scansione si scarica rapidamente attraverso V 303 ionizzato fino alla tensione di estinzione. A questo punto non c'è più conduzione e la capacità si carica nuovamente. Il ciclo è completo quando il condensatore è ricaricato al livello stabilito dal diodo limitatore (V 304-A).

6. CIRCUITO DI DEFLESSIONE ORIZZONTALE (ASSE X) (fig. 8).

Per mezzo del commutatore X SELECTOR (S 501) si possono scegliere segnali esterni od interni per la deflessione oriz-

dal minimo al massimo senza segnale in ingresso.

Il guadagno dell'amplificatore X è variato al comando AMPLITUDE (R 514). Per impedire che l'operatore inavvertitamente sovraccarichi il circuito di ingresso con conseguente distorsione, R 515 è collegato in serie col comando AMPLITUDE. Il valore di R 515 è tale che, col comando AMPLITUDE al minimo, un segnale di ampiezza così grande da saturare il circuito di ingresso (V 501) farà deflettere il fascio molto più del diametro dello

schermo, obbligando così l'operatore ad attenuare maggiormente.

La portata del comando AMPLITUDE è tale che un segnale, che al massimo determinava una deflessione di 5 pollici, al minimo defletterà il fascio da 0,1 a a 0,5 pollici.

Il circuito del trasferitore catodico di ingresso è progettato in modo da mantenere il catodo (piedino 8) di V 501-B a un potenziale di massa. Questo è importante se V 502 deve funzionare come amplificatore parafase a bassa distorsione.

Si ammetta che un segnale positivo sia applicato alla griglia (piedino 2) di V 501-A. Questa valvola condurrà maggiormente, facendo sì che una corrente maggiore scorra nelle resistenze R 514 R 515, R 509, R 508 e R 507. La corrente totale nelle ultime tre resistenze è determinata non solo dalla corrente catodica ora rammentata ma in parte anche dalla corrente che scorre attraverso V 501-B. La corrente di placca aumentata di V 501-A produce una caduta di tensione ai capi di R 504 nel circuito di placca, circostanza che fa diminuire la tensione anodica di V 501-B, facendo così scorrere una corrente di placca minore in questa ultima valvola e nel circuito formato da R 509, R 508 e R 507. Questa diminuzione di corrente nelle resistenze suddette, quando R 504 è scelto appropriatamente, è uguale ed opposta in fase alla corrente che scorre nella rete catodica di V 501-A ricordata prima. Così la giunzione di R 515 e R 509 rimane a potenziale zero.

6.2 Amplificatore parafase.

V 502 è collegato come un normale amplificatore parafase con la tensione anodica prelevata dopo lo stadio in serie V 350-B, dall'alimentazione a + 360. V 305-B oltre che creare la necessaria caduta di tensione, serve come circuito a bassa impedenza verso massa attraverso l'alimentatore.

6.3 Stadio controfase di uscita.

Il segnale proveniente dall'amplificatore parafase è direttamente portato all'amplificatore di uscita (V 503). La tensione anodica per questo stadio è ricavata dal + 360 tramite un controllo di linearità (R 526 X LIN). Questo comando è previsto per compensare qualche sbilanciamento nel circuito causato da asimmetria delle due metà della valvola. C 513 e C 514 forniscono sufficiente controreazione per annullare la capacità di ingresso di V 502, migliorando la risposta in frequenza dell'amplificatore.

6.4. Spostamento del fascio.

Viene ottenuto variando la polarizzazione di V 502 B rispetto a V 502-A con la regolazione del comando X POSITION (R 510). R 508 (X CTR) è un comando sul retro del pannello in serie con R 510 per centrare il fascio sullo schermo con il comando X POSITION posto a metà corsa.

7. ALIMENTAZIONE

L'alimentatore a bassa tensione fornisce il potenziale necessario per il funzionamento degli amplificatori X e Y, i circuiti di sincronismo e di scansione e per il secondo anodo del TRC. L'alimentatore ad alta tensione, negativa, fornisce i potenziali di catodo, griglia e primo anodo per il TRC. Inoltre dà la polarizzazione per il comando SW DC LEVEL.

L'alimentatore ad alta tensione, positiva, alimenta l'elettrodo intensificatore del TRC.

7.1 Alimentazione a bassa tensione.

La raddrizzatrice (V 605) è collegata in circuito ad onda intiera. La tensione di uscita è filtrata da un filtro ad ingresso capacitivo (C 602, L 601 e C 601). La tensione all'uscita del filtro (+ 360 V) è regolata da V 601, per utilizzare + 110 V regolati.

7.2 Alimentatore ad alta tensione.

V 604 è usata in un circuito a semionda a — 1400 V, il cui filtro è costituito da una sola sezione a pi greco (C 605, R 606, C 604).

V 603 è collegata pure in circuito a semionda e l'uscita è filtrata da una sola sezione RC a pi greco. La tensione è di circa + 1600 V.

7.3 Alimentatore regolato per i filamenti.

Un alimentatore regolato per i filamenti del primo e del secondo stadio dell'amplificatore dell'asse Y assicura una buona stabilità. Un regolatore termico in serie (V 606) controlla a temperatura dei riscaldatori in modo da render costante l'emissione dei catodi entro una variazione della tensione di rete di ± 10 %. Inoltre un potenziometro di bilanciamento per il ronzio (R 144), incluso nel circuito dei filamenti di V 101 e V 102, riduce la modulazione a frequenza rete al minimo.

(M. C.)

Criteri di progetto di un misuratore d'intensità di campo *

Un apparecchio che la odierna attrezzatura TV richiede, in particolare per le installazioni di un aereo dal quale dipende il buon funzionamento del ricevitore, è senz'altro il misuratore di intensità di campo.

In questi misuratori che il mercato nazionale ed estero fornisce con più o meno dovizia, per poter dare una sufficiente indicazione dell'intensità di campo si è ricorso fino ad ora, ad un numero considerevole di stadi; con il conseguente impiego di vari tubi portando così l'apparecchiatura ad avere un consumo tale da dover ricorrere alla rete di alimentazione. Il fatto senza dubbio rende quanto mai difficile la messa in opera di un'antenna richiedendo un mezzo di comunicazione non sempre possibile tra il punto in cui si trova l'aereo (generalmente terrazze o tetti) e l'abitazione in cui è posto il ricevitore.

Si è usato quindi nell'apparecchio che qui si descrive l'alimentazione a batterie rendendolo così autonomo ed ovunque trasportabile.

Si è perciò dovuto ricorrere ad una diminuzione del numero di valvole da impiegare e nello stesso tempo sciegliere tipi a basso consumo, senza per altro sminuire le prestazioni richieste a detto strumento.

Considerando che per avere una ricezione scevra da qualsiasi disturbo un ricevitore TV deve avere una sensibilità non inferiore a ≈100μV, si è fatto in modo di avere sullo strumento indicatore del misuratore di campo una buona deviazione con un segnale in ingresso da 100 μV.

L'unico circuito che consenta buoni risultati senza ricorrere agli indubbiamente costosi stadi preamplif. RF, miscelatore, 2o3 stadi di MF e rivelazione, è il classico superrigenerativo.

Questo circuito impiegato in MF permette d'avere un'elevata sensibilità con una sola valvola consentendo gli stessi risultati pratici di 3 stadi MF più la rivelazione.

La mescolatrice oscillatrice prende, tramite un filtro passa alto, il segnale in arrivo ed il battimento risultante a frequenza intermedia è inviato al circuito superrigenerativo; un sistema a ponte poi permette di mettere in evidenza le variazioni di corrente anodica della valvola in superreazione, in funzione del segnale.

I cinque canali TV italiani sono ricoperti in 2 gamme.

1 gamma Canali Alti:
da 170 ÷ 230 MHz

1 gamma Canali Bassi:
da 60 ÷ 108 MHz

Sul quadrante di sintonia oltre la normale taratura in frequenza all'± 1 % sono segnate, affinchè non sia possibile confondersi con qualche altra emittente adiacente, le portanti video ed audio di ogni canale.

Grazie a particolari attenzioni sullo stadio mescolatore ed oscillatore la sensibilità risulta uguale per tutti i canali, è quindi anche possibile dare la scala dello strumento indicatore tarata in μV con una precisione del ± 15 %. L'andamento pressochè logaritmico della scala consente di fare la lettura da 10 μV a 2000 μV.

Commutazioni apposite danno la lettura, sullo strumento, della tensione di accensione e della tensione anodica, e indicazioni opportune mostrano quando è il momento di procedere alla sostituzione delle batterie, che peraltro sono abbondantemente dimensionate.

L'apparecchio del peso complessivo di circa 4 kg è completamente chiuso in un robusto cofanetto, il tutto è reso portabile mediante una cinghietta che consente il trasporto a tracolla.

In questo modo si è potuto dare al tecnico e all'installatore, uno strumento indispensabile, con caratteristiche che non hanno nulla da invidiare a quelle di altri strumenti più costosi ed ingombranti, e con infine un prezzo quanto mai accessibile. *(C. Mor.)*

(*) *Considerazioni su uno strumento realizzato dalla Ditta T.E.S. Tecnica Elettronica System di Milano.*

(la rubrica segue a pag. 116)

Piano di Copenaghen per le Onde Medie della Zona Europea

a cura di Antonino Pisciotta

PRESENTIAMO ai nostri lettori un servizio sulle reali condizioni al 28 febbraio dell'occupazione delle varie frequenze da parte delle nazioni che hanno aderito alla conferenza di Copenaghen. Già abbiamo pubblicato un servizio del genere negli anni scorsi e ci siamo decisi pubblicare questo elenco di frequenze dato i notevoli cambiamenti che sono intervenuti alla data segnata. Intendiamo fare cosa gradita ai nostri lettori che ci hanno scritto da varie parti per sapere dati e misure di frequenze per stazioni di varie nazioni. Nel presente servizio sono elencate tutte quelle stazioni ad onda lunga e media della cosidetta « zona europea ».

Su certe stazioni da noi segnalate non abbiamo dato l'indicazione della potenza in kW perchè essa è tuttora incerta o sconosciuta. In tal'altre stazioni abbiamo fatto seguire da un punto esclamativo ed interrogativo il nominativo della stazione stessa perchè non è dato con certezza che essa sia effettivamente quella segnata. Tale cosa vale anche per quei punti interrogativi che seguono le potenze in kW di alcune stazioni. Questo indica che la potenza segnata non è data da alcuna pubblicazione ufficiale sia dall'U.I.T., sia dall'O.I.R. che dall'U.E.R. ma che da noi è stata conosciuta per altre vie. Chiediamo scusa ai nostri lettori per queste manchevolezze che non dipendono dalla nostra volontà.

Abbiamo pensato di dividere le stazioni per nazione e per ognuna di esse è stato dato: potenza in kW, frequenza in kHz, lunghezza d'onda approssimativa in metri.

Saremo grati ai nostri lettori che ci volessero segnalare eventuali manchevolezze ed eventuali rettifiche per variazioni avvenute. In questo caso preghiamo vivamente voler citare la fonte dell'informazione, ad esempio: dovuta ad ascolto, segnalazione di pubblicazione ufficiale dello stato in oggetto, bollettini tecnici dell'O I.R., U.I.T., U.E.R., o dei vari Radio Club

	kW	kHz	m
Albania			
Korca ?	0.8	1088	276
Tirana	50	1358	221
Algeria			
Algeri II	50	890	337
Algeri I	75	980	306
Costantina I	20	1142	262
Orano I	40	1142	262
Costantina II	20	1304	230
Orano II	40	1304	230
Algeri III	10	1421	211
Tlemecen	0.75	1421	211
Bona	0.20	1484	202
Forte National	0.75	1484	202
Andorra			
Andorra L. V.	60	822	364
Austria (Soc. Austriache varie)			
Hermagor	0.05	517	580
Innsbruck II	0,35	519	578
Reutte	0.025	519	578
Graz II	0.20	520	577
Landeck	0.005	520	577
Lienz	0.1	520	577
Bludenz	0.03	566	530
Schönbrunn (W)	0.03	566	530
Vienna I	35	584	514
Greifemburg	0.05	610	492
Murau	0.025	611	491
Bad-Ausse	0.026	616	487
Eisenerz	0.1	616	487
Radentheim	0.1	622.5	482
Dorbirn-Voralberg	9	629	477
Innsbruck I	10	629	477
Kitzbuhel	0.05	629	477
S. Peter (Graz)	15	655	451
Villaco	0.1	690	435
Admont	0.03	692	434
Zwettl	0.02	692	434
Bruck-Mur	0.1	696.5	430
Spittal-Drau	0.1	697	430
Obervellach	0.05	709	423
Feldkirchen	0.05	710	422
Klagenfurt I	7	728	412
Kotschach	0.1	745	403
Vienna	100	755	398
Linz-Kronstorf	100	773	388
Volkermerkt	0.05	836	359
Gmünd-kärten	0.05	881	341
Kufstein	0.025	1002	299
Graz-Dobl	100	1025	293
Mayrofen	0.025	1038	289
Krems	0.05	1052	285
Neunkirchen	0.05	1052	285
Liezen	0.05	1061	262
Friesach	0.05	1088	276
Kindberg	0.05	1088	276
Knittelfeld	0.05	1088	276
Wolfsberg	0.05	1088	276
Oberdrauburg	0.05	1095	274
Imst	0.05	1124	267
Murzzuschlag	0.1	1128	266
Judemburg	0.1	1151	261
Hofgastein	0.05	1250	240
Salisburgo	5	1250	240
Zell-Am-See	0.06	1250	240
Bischofshofen	0.05	1255	*239
Klagenfurt II	0.15	1310	*229
Leoben	0.1	1313	*228
Mariazell	0.05	1313	*228
Bas-Isch	0.05	1394	215
Radstedt	0.05	1394	215
Windisgarten	0.035	1394	215
Amstetten	0.05	1457	206
Gloggnitz	.05	1456	2066
Schuruns	0.05	1457	206
St. Polten	0.25	1457	206
Wieler Neustadt	0.1	1457	206
Vienna II	2	1475	203
Mittersill	0.05	1493	201
Saalfelden	0.05	1493	201
Schwarzach	0.05	1493	201
St. Michel	0.05	1493	201
Maria Pfarr	0.05	1500	200
Bleiburg	0.05	1505	200
(American Forces Network) B.D.N.			
Salisburgo	1	674	445
Innsbruck	0.05	881	341
Linz	1	890	337
Saalfelden	1	890	337
Vienna	1	1034	290
Tulln	0.1	1223	245
St. Johann	0.35	1367	220
(Britisch Forces Brodcast. Station)			
Graz	1	565	531
Klagenfurt	1	565	531
Zeltweg	0.25	857	350
Vienna	1	868	346
Azzorre			
Angra do Heroismo	0.15	1484	202
S. Maria (Aereop.)	0.08	1571	191
(American Forces Network)			
Lages Field AFN	0.05	1500	200
Belgio			
Bruxelles I	150	620	448
Bruxelles II	150	926	324
Houdeng) Brux III	10	1124	267
Marche)	10	1124	267
Kortrijk	0.5	1484	202
Liegi	5	1484	202
Bruxelles IV	20	1511	199
Bulgaria			
Sofia II	20 ?	593	506
Sofia I	100	827	362
Radio Stalina		1124	267
Sarta Zagora	20	1223	245
Cekoslovacchia			
Uherske-Hradiste	200	272	1103
Praga I	120	638	470
Banska-Bistriaka	100	701	428
Bratislava II	2	701	428
Kosice II	2	701	428
Brno-Dobrochov	100	953	315
Budejovice	5	953	315
Pilsen	15	953	315
Bratislava I	150	1097	275
Orava	2	1097	275
Kosice	100	1232	244
Praga II	100	1286	233
Brno II	2	1484	202
Kradec-Kralove	1	1484	202
Jilava	2	1484	202
Liberec	0.5	1484	202
Praga III	1	1484	202
Usti-I-Labem	0.5	1484	202
Vysilc-Tatry	1	1484	202
Budejovice	2 ?	1520	197
Karlovy-Vary	15	1520	197
Moravska-Ostrava	11	1520	197
Cipro (Gran Bretagna)			
Lakatamia BFBS	1	606	495
Limassol NEABS	0.5	635	472
Nicosia C.B.S.	0.5	692	434
Danimarca			
Kalundborg I	60	245	1224
Kalundborg II	60	1061	283
Copenaghen II	10	1430	210
Skive	70	1430	210
Copenaghen I	2	1484	202
Alborg	0.25	1484	202
Tonder	0.25	1484	202
Esbjerg	2	1954	188
Egitto			
Radio Cairo	20	620	484
Radio Cairo	50	773	388
Assiut	2	980	306
E. Minija	2	1079	*278
Finlandia			
Lahti	200	254	1181
Oulu	10	433	693
Joensuu	1	520	577
Helsinki I	100	557	539
Kuopio	20	755	397
Ylivieska	10	836	359
Helsinki III	0.20	845	355
Turku I	40	962	312
Vaasa	10	1241	242
Helsinki II	1	1484	202
Poori	1	1484	202
Tampere	1	1484	202
Turku II	0.20	1484	202
Pietarsaari	1	1484	202
Tammissari	0.20	1484	202
Karija	0.30	1594	188
Francia			
Allouis-Inter	250	164	1829
Paris-Inter	1	584	514
Lyon I-Par.	100	602	498
RennesI-Par.	100	674	445
Marsiglia I-Nat.	100	710	422
Limoges I-Par.	100	791	379
Nancy I-Par.	100	836	359
Paris I-Nat.	150	863	348
Tolosa I-Par.	100	944	318
Parigi IV (diur.)	1	962	312
Marsiglia II-Par.	20	1070	280
Parigi II-Par.	100	1070	280
Strasburgo-Par.	150	1160	259
Bordeaux-Nat.	100	1205	249
Lilla-Nat.	20	1241	242
Lione II-Nat.	20	1241	242
Nancy-II Nat.	20	1241	242

	kW	kHz	m
Nizza III-Nat.	1	1241	242
Pau	20	1241	242
Quimper Q. I	20	1241	242
Rennes Nat.	20	1241	242
Strasburgo II-Nat.	100	1277	235
Clermont Nat.	20	1349	222
Digione Nat.	20	1349	222
Grenoble Nat.	20	1349	222
Limoges Nat.	20	1349	222
Nantes	10	1349	222
Tolosa Nat.	20	1349	222
Lilla-Par.	100	1376	218
Bordeaux Par.	20	1403	214
Louvetot Par.	20	1403	214
Montepellier Par.	10	1403	214
Nizza Par	20	1403	214
Quimper Q. II	20	1403	214
Annemasse Nat.	1	1484	202
Caen Nat.	0.05	1484	202
Poitiers Nat.	1	1484	202
Saint-Brieuc Nat.	0.05	1484	202
Grenoble II Int.	0.05	1484	202
Montpellier Int.	0.25	1484	202
Perpignano Int.	1	1484	202
Marsiglia III	1	1493	201
Nancy III	0.05	1493	201
Nantes II	0.05	1493	201
Strasburgo III	0.05	1493	201
Tolosa III	0.25	1494	201
Nizza Inter	60	1554	198
Nimes	2	1594	188
Tolone	0.05	1594	183

Germania (Repubblica democratica-URSS)

	kW	kHz	m
Koenigswusterhausen	100	185	1622
Koenigswusterhausen	20	263	141
Burg	300	575	522
Potsdam	20	611	491
Lipsia	100 ?	683	439
Schwerin	500 ?	728	412
Halle	20 ?	737	407
Grünau (Berlino)	300	782	384
Erfurt	20	800	375
Koenigswusterha sen	100 ?	833	360
Erfurt	20 ?	860	349
Inselberg	20 ?	890	337
Dresda II	20 ?	912	330
?	?	989	303
Dresda I	300	1016	265
Lipsia	100	1043	288
Lipsia (Plauen)	20 ?	1079	278
Halle (Bemburg)	20 ?	1196	251
Berlino	20 ?	1573	191
Lipsia (Estero)	100	1322	277

Germania (Rep. Federale di Bonn)

	kW	kHz	m
Amburgo	50	151	1987
Bayreth (notturna)	0.25	520	577
Norimberga (diurna)	5	520	577
Braunschweig	2	520	577
Berlino	30.5	566	530
Stoccarda	100	575	522
Francoforte	100	593	506
Meissner	20	593	506
Berlino RIAS	100	683	493
Achen	5	701	428
Herford	2	701	428
Osterloog	2	701	428
Hof RIAS	40	737	407
Siegen	2	735	397
Monaco Baviera	100	800	375
Baden-Baden	1.5	827	365
Kaiserlautern	2	827	365
Friburgo	40	827	365
Coblenza	0.5	827	365
Sigmaringen	1	827	365
Treviri	1	827	365
Hof Bav.	0.4	962	312
Gottingen	5	971	309
Hamburg	50	971	309
Langeberg	50	971	309
Berlino RIAS	300	989	303
Dossenheim	8	998	301
Wolgheim	70	1016	295
Bremerhaven	1	1079	278
Obereisenheim	8	1169	257
Jungingen	1	1169	257
Bremen	20	1358	221
Merghenteim	3	1412	212
Abgsburgo	0.25	1484	202
Coburgo	1	1484	202
Kempten	0.4	1484	202
Landshut	0.35	1484	202
Passau	0.4	1484	202
Regensburg	2	1484	202
Weiden	0.5	1484	220
Wurzburg	0.4	1484	202
Munster	0.4	1502	199
Bad. Durrheim	20	1538	195
Ravenburg	40	1538	195
Reutilingen	5	1538	195
Flensburg	3	1570	191
Lingen	5	1570	191
Bonn	5	1586	189
Hannover	20	1586	189
Kiel	5	1586	189
Kleve	0.1	1586	198
Etzhorn	40	1586	189
Osnabruck	5	1586	189
Schwaben	20	1602	187
Landau Isaar	20	1602	187
Norimberga	40	1602	187

(American Forces Network in Germany)

	kW	kHz	m
Monaco Baviera	100	548	547
Norimberga	10	611	491
Grafenwohr	10	665	451
Kaiserlautern	5	665	451
Fulda	0.25	845	351
Francoforte	150	872	344
Berlino	5	935	321
Ansbach	0.25	1034	290
Bad-Kissingen	0.25	1034	290
Kassel	0.25	1034	290
Stuttgart	100	1106	271
Bremerhaven	1	1142	263
Coburg	0.25	1142	263
Fussen	0.25	1142	263
Hersfeld	0.25	1142	263
Wurzburg	0.25	1142	263
Banberg	0.25	1304	230
Berchtesgaden	0.25	1304	230
Heidelberg	0.25	1304	230
Regensburg	0.25	1304	230
Sonthofen	0.25	1304	230
Vitburg	0.25	1394	215
Garmisch	0.25	1502	199
Giessen	0.25	1502	199
Hof	0.25	1502	199

(British Forces Broadcast. Serv.)

	kW	kHz	m
Berlino	10	1214	247
Hannover	20	1214	247
Herford	10	1214	247
Colonia	20	1214	247
Pinneberg	20	1214	247
Bonn	1	1367	219

(European Service of the B.B.C.)

	kW	kHz	m
Berlino	5	1295	231
Osterlog	100	1295	231

(Stazioni « VOCE DELL'AMERICA »)

	kW	kHz	m
Monaco Baviera	1000	173	1734
Monaco Baviera	150	1196	251

(Stazioni « EUROPA LIBERA »)

	kW	kHz	m
Holzkirchen	135	719	417
Cham	50	854	351

Gran Bretagna e Irlanda del nord

	kW	kHz	m
Droitwch I	400	200	1500
Daventry	150	647	464
Edinburg	2	647	464
Glasgow	2	647	464
Newcastle	2	647	464
Redmoss	2	647	464
Moorside Edge	150	692	434
Whitehaven	0.25	692	434
Burghead	100	809	371
Dumfries	0.20	809	371
Redmoss	5	809	371
Westerglen	100	809	371
Penmon	8	881	341
Towyn	0.20	881	341
Wasford	100	881	341
Wrexam	0.25	881	341
Londra Naz.	140	908	330
Barnstaple	1.75	1052	285
Start Point	120	1052	285
Droitwich	150	1088	276
Norwich	7.5	1088	276
Lisnagarvey	100	1151	261
Lndonderry	0.25	1151	261
Scarborough	0.25	1151	261
Starshaw	100	1151	261
Brookmans Park	60	1214	247
Burghead	20	1214	247
Lisnagarvey	10	1214	247
Londonderry	0.25	1214	247
Moorside Edge	60	1214	247
Newcastle	2	1214	246
Newcastle	2	1214	247
Plymouth	0.30	1214	247
Redmoss	2	1214	247
Redrùth	2	1214	247
Westerglen	50	1214	247
Crowborough	150	340	224
Bartley	10	1457	206
Brighton	1	1457	206
Clevedon	20	1457	206
Folkestone	0.25	1457	206
Hastings	0.25	1457	206
Barrow	0.25	1484	202
Ramsgate	0.25	1484	202
Belfast	0.25	1546	194
Bournemouth	0.25	1546	194
Brighton	1	1546	194
Cardiff	1	1546	194
Dundee	0.25	1546	194
Exeter	0.1	1546	194
Fareham	1	1546	194
Hull	0.25	1546	194
Leeds	1	1546	194
Liverpool	1	1546	194
Plymouth	1	1546	194
Preston	1	1546	194
Redruth	1	1546	194
Sheffield	1	1546	194
Stockton	0.25	1546	194

Grecia

	kW	kHz	m
Atene II	5	665	451
Atene I	50	728	412
Salonicco V. A.	50	791	379
Salonicco FAS	1	1006	298
Salonicco	2	1043	288
Atene FAG	1	1300	231
Volos	0.20	1484	202
Chania	0.05	1511	198
Patrasso	0.15	1511	198

Jugoslavia

	kW	kHz	m
Serajevo	20	611	491
Belgrado I	150	683	439
Skopljie	20	809	371
Titogrado	20	881	341
Lubiana	135	917	327
Nis	2	926	324
Zagabria	135	1133	265
Novi Sad	100	1268	237
Pristina	1,5	1384	216
Maribor	5	1412	212
Pristina	20	1421	211
Fiume (Rijeka)	15	1430	210
Bitoljia	0,5	1484	202
Belgrado II	1,5	1484	202
Dubrovnick	1484	1484	202
Osijek	0,8	1484	202
Zagabria II	1,5	1484	202

Irlanda

	kW	kHz	m
Athlone	100	566	530
Cork	1	1250	240
Dublino	2	1250	240

Islanda

	kW	kHz	m
Reykjavik	100	182	1648
Eidar	5	611	491
Höfn	0.7	665	451
Akureyri	1.5	737	407
Keflavik A.F.N.	0.35	1484	202

Israele

	kW	kHz	m
Tel Aviv	10	575	522
Tel Aviv	1	652	460
Gerusalemme	1	737	407
Häifa	0.5	1205	249
Tel Aviv	1	1304	230
Häifa	1	1336	225
Gerusalemme	1	1390	216

Italia

	kW	kHz	m
Caltanissetta	10	566	530
Bolzano I	20	656	457
Firenze I	80	656	457
Napoli I	80	656	457
Torino I	35	656	457
Venezia I	10	656	457
Roma II	150	845	355
Milano I	150	899	334
Genova II	2	1034	290
Milano II	8	1034	290
Napoli II	5	1034	290
Pescara	1	1034	290
Venezia II	1	1034	290
Cagliari I	5	1061	283
Aosta II	0,25	1115	269
Bari II	40	1115	269
Bologna II	50	1115	269
Pisa II	10	1115	269
Bari I	50	1331	225
Bologna I	25	1331	225
Catania I	0,25	1331	225
Genova I	50	1331	225
Messina I	5	1331	225
Palermo I	0,25	1331	225
Pescara I	25	1331	225
Roma I	80	1331	225
Udine I	1	1331	225
Bari III	1	1367	219

	kW	kHz	m
Bologna III	1	1367	219
Bolzano III	0,5	1367	219
Catania III	0,25	1367	219
Firenze III	1	1367	219
Genova III	0,25	1367	219
Milano III	5	1367	219
Napoli III	1	1367	219
Palermo III	0,25	1367	219
Roma III	5	1367	219
Torino III	5	1367	219
Venezia III	5	1367	219
Verona III	0,1	1367	219
Ancona II	5	1448	207
Catania II	5	1448	207
Firenze II	5	1448	207
Palermo II	10	1448	207
San Remo II	5	1448	207
Sassari II	0.25	1448	207
Torino II	20	1448	207
Udine II	0.25	1448	207
La Spezia I	0.25	1488	202
Verona I	1	1484	202
Bolzano II	2	1484	202
Cagliari II	0.25	1484	220
Trieste II	0.25	1484	202
Ancona I	0.04	1578	190
Brindisi I	0.04	1578	190
Catanzaro I	0.04	1578	190
Cosenza I	0.04	1578	190
Lecce I	0.04	1578	190
Perugia I	0.04	1578	190
Taranto I	0.04	1578	190
Terni I	0.04	1578	190
Agrigento II	0.04	1578	190
Alessandria II	0.04	1578	190
Aquila II	0.04	1578	190
Arezzo II	0.04	1578	190
Ascoli Pic.	0.04	1578	190
Biella II	0.04	1578	190
Bressanone II	0.04	1578	190
Cuneo II	0.04	1578	190
Foggia II	0.04	1578	190
Merano II	0.04	1578	190
Potenza II	0.04	1578	190
Reggio Cal.	0.04	1578	190
Salerno II	0.04	1578	190
Savona II	0.04	1578	190
Siena II	0.04	1578	190
Sondrio II	0.04	1578	190
Trento II	0.04	1578	190
Verona II	0.04	1578	190
Vicenza II	0.04	1578	190
Livorno III	0.04	1578	190
Pisa III	0.04	1578	190

Libano

	kW	kHz	m
Beyrouth	4	836	359

Libia

	kW	kHz	m
Bengasi (1)	1	883	339
Tripoli (1)	2	1052	285
Bengasi (1)	0,35	1484	202
Tripoli (1)	2	1484	202
Tripoli (2)	0.35	1590	189

(1) British Forces Broadc. Serv.
(2) American Forces Network

Lussemburgo

	kW	kHz	m
Lussemburgo	150	233	1287
Lussemburgo	150	1439	209

Madera (Portogallo)

	kW	kHz	m
I. do Funchal	1	1484	202
I. do Funchal	0,15	1594	188

Marocco Francese

	kW	kHz	m
Sebaa Aioun	120	611	491
Sebaa Aioun	120	701	428
Rabat	1	872	344
Rabat II	20	1043	288
Casablanca	1	1196	251
(American Forces Network)			
Port Lyautey	1	1484	202
Nouacer	0,10	1594	188

Marocco Spagnolo

	kW	kHz	m
Radio Dersa	5	904	332

Monaco

	kW	kHz	m
Monte Carlo	120	1466	205

Norvegia

	kW	kHz	m
Tromsoe	10	155	1935
Oslo	100	218	1376
Hamar	1	520	577
Langerak	0,25	520	577
Suljtjelma	0,25	520	577
Vigra	100	629	477
Bodoe	10	674	445
Finmark	20	701	428
Bergen I	20	890	337
Kristiansand	20	890	337
Trondheim	20	890	337
Alta	0,25	1115	269
Arendal	0,25	1115	269
Bergen II	1	1115	269
Faberg	0,25	1115	269
Lista	0,30	1115	279
Namsos	1	1115	269
Notodden	1	1115	269
Roros	0,25	1115	269
Stavanger	100	1313	228
Geilo	0,25	1466	205
Mo I Roma	0,25	1466	205
Narvick	0,25	1466	205
Odda	0,25	1466	205
Porsgrunn	0,25	1466	205
Svalbard	0,25	1466	205
Mosjoen	0,025	1484	202
Rjukan	0,25	1484	202
Frederikstadt	10	1578	190

Olanda

	kW	kHz	m
Hilversum I	120	746	402
Hilversum II	120	1007	298
Hengelo	1,5	1594	188
Hoogezand	1,5	1594	188
Hulsberg	1.5	1594	188

Polonia

	kW	kHz	m
Varsavia I	200	227	1322
Varsavia III	50	737	407
Varsavia II	50?	818	367
Katovice	50	1075	278
Poznan	20?	1205	249
Szczecin	100	1259	238
Lodtz	20?	1304	230
Torn	25	1367	219
Wroclaw	50	1367	219
Danzica	10?	1484	202
Kracovia	10?	1502	200

Portogallo

	kW	kHz	m
Guarda	0,25	584	514
Lisbona I	50	665	451
Lisbona II	15	719	417
Oporto Radio	10	755	398
Regua	0,24	800	374
Parede R. C.	20	1034	209
Oporto Ren.	1	1169	255
Oporto Reun.	1	1223	245
Lisbona Ren.	2	1286	233
Satarem	1	1322	227
Faro Nac.	1	1358	221
Coimbra Nac.	1	1367	220
Oporto R. C.	1	1412	212
Caramulo	0,15	1460	206
Guarda Alt.	0,15	1460	206
Guarda Alt.	0,15	1495	201
Lisbona E. R.	1	1594	188
Lisbona Rest.	0,15	1594	188

Romania

	kW	kHz	m
Brasov R. R.	150	155	1936
Timisoara II	50	557	539
Timisoara I	50	755	398
Bucarest I	150	854	351
Bicarest I	150	854	351
Bucarest II	5	1052	285
Cluj	20	1151	285
Crajova	2	1457	206

Siria

	kW	kHz	m
Damasco Sabboura	2	602	498
Damasco Sabboura	50	665	451
Aleppo Sakareb	2	719	417
Aleppo Sakareb	20	749	400

Spagna

	kW	kHz	m
Madrid RNE	120	584	514
Madrid SER	15	593	506
Barcellona RNE	30	611	491
Siviglia RNE	8	638	470
La Coruna RNE	20	701	428
Siviglia SER	5	773	388
Barcellona SER	10	809	371
Huelva RNE	2	836	359
Madrid R. Esp.	7,5	863	348
Saragozza	30	872	344
Madrid R. Interc.	10	917	327
Malaga RNE	8	998	301
Madrid RNE	5	1022	293
San Sebastiano SER	3	1025	293
Toledo	0,2	1097	275
Barcellona R. Esp.	3	1124	267
Bilbao SER	2,5	1133	265
Radio Alcoy	0.8	1183	253
?!	?	1185	253
Almeria	0 2	1200	250
La Coruna	0,2	1205	249
Radio Asturias (o video)	1	1253	239
Linares	0,2	1253	239
Valencia	5	1259	238
La Coruna SER	0,2	1295	231
?!	?	1295	231
Alicante (Falange)	0,2	1298	231
Cadice	0,2	1300	230
Madrid	0,2	1300	230
Menorca	0,2	1300	230
Valladolid	0,2	1300	230
?? (RNE)	?	1308	229
R. Miramar	0,5	1313	228
??	?	1317	227
Slamanca	0.2	1322	227
??	?	1365	221
??	?	1361	221
Antequera	0,2	1367	219
Cordoba	0,2	1371	219
Radio Soria	0,8	1372	219
Valencia RNE	1	1385	217
Vitoria SER	0,2	1388	217
Zamora SER	0,2	1391	216
Pamplona	0,5	1394	215
Alcira SER	0,2	1396	215
Vigo	0,2	1403	214
Castellon SER	0.4	1403	213
Denia	0.4	1408	212
Gandia SER	0,5	1412	212
Reus SER	0.2	1418	211
Jean	1	1423	211
Palencia	0,2	1423	211
Oviedo (R. Falange)	0.3	1428	210
Mallorca	0,3	1428	210
Sabadell	20,	1429	210
??	?	1433	209
??	?	1438	208
Alicante SER	0,2	1445	207
Ciudad Real SER	0,2	1448	207
Granada SER	1	1448	207
Radio Galizia SERO	2	1448	207
Gerona	0,2	1448	207
??	?	1448	207
R. Castiglia SER	9	1448	207
Onteniente	0,2	1457	206
Orense	0,2	1457	206
Murcia SER	0,2	1459	206
Sagunto	0,2	1464	205
Santander	0,2	1471	204
Valladolid SER	0,2	1474	203
Huesca SER	0.2	1475	203
??	?	1478	203
Badajoz SER	0,6	1484	202
Logrono	0,2	1484	202
Lugo	0,2	1484	202
Manresa	0,3	1492	201
Pontevedra SER	0,7	1494	201
Albacete SER	0,4	1494	201
Gijon	0.2	1494	201
Jerez	0,2	1494	201
Terrazza	0,2	1500	200
Cuenca RNE	0,2	1500	200
Algeciras	0,2	1502	200
Segovia	0,2	1502	200
Leon	0,2	1504	200
Barcellona ?	?	1504	200
Lerida	0,2	1512	198
Elche	0,2	1519	197
??	?	1522	197
Villanueva	0,3	1528	196
??	?	1533	196
??	?	1546	194
Radio Onda	0,2	1560	192
Tarragona	0,2	1570	191

Svezia

	kW	kHz	m
Lulea	10	18	1648
Motala	200	191	571
Ostersund	10	420	514
Sundsvall	150	593	206
Malberghet	2	773	388
Stoccolma	55	773	388
Goteborg	150	980	306
Horby	100	1178	255
Falun	100	1223	245
Halsingborg	0,5	1223	245
Eskilstuna	0,5	1394	215
Jonkoping	0,2	1394	215
Karlskrona	0,5	1394	215
Kiruna	0.5	1394	215
Kristinchamt	0,2	1394	215
Saffie	0.4	1394	215
Trollhattan	0.25	1394	215
Uppsala	0.5	1394	215
Varberg	0.2	1394	215
Viaby	0.5	1394	215
Gavle	0.5	1444	207
Hudiksvall	0.5	1448	207

	kW	kHz	m
Porius	0.07	1529	196
Umea	1	1529	196
Soderhamn	0.06	1529	196
Boras	2	1562	192
Halmstadt	2	1562	192
Kalmar	2	1562	192
Karlstadt	0.25	1562	192
Malmoe	2.5	1562	192
Norkoping	0.25	1562	192
Orebro	0.5	1562	192
Uddevalla	0.5	1562	192
Svizzera			
Beromuenster	150	529	567
Monte Ceneri	50	557	539
Sottens	150	764	393
Basilea	0.5	1367	220
Coira	0.5	1367	220
Sool	0.5	1367	220
Saviese	0.5	1367	220
Tangeri			
Radio Africa	1.25	683	439
Tangeri Maghreb	12	935	321
Radio Internaz.	10	1079	278
Pan Americana	50	1178	255
Radio Internaz.	50	1232	244
Trieste			
Radio Trieste I	10	818	367
Trieste II (Sl.)	2.5	980	306
Radio KOPAR	5	1169	257
Trieste AFS	0.75	1304	230
Trieste BFBS	1	1385	217
Trieste RAI Ital.	0,25	1484	202
Tunisia			
Tunisi II	20	629	477
Tunisi I	100	962	312
Turchia			
Ankara	120	128	1648
Instambul	150	701	428
Vaticano			
Città del Vaticano	1	782	384
Citta del Vaticano	5	1529	196
Ungheria			
Budapest Koss.	135	539	557
Bndapest Pet.	135	872	344
Szabadsag	135	1187	253
Nyiregihaza	135	1250	240
Magiarovars	5	1340	224
Misjolc	5	1340	224
Pees	7.5	1340	224
Unione Sovietica (Russia Bianca)			
Minsk	?	281	1068
Moghilev (Estonia)	?	1106	271
Tallin (Carelia Finnica)	100	1034	290
Petrozavodsk (Lituania)	100	611	491
Vilna (Wilno)	100	665	451
Kaunas (Moldavia)	50	1385	217
Kiscinevz	10	998	301
Tiraspol (Ucraina)	100	1241	242
Kiew I	150	209	1431
Karkow	100	385	779
Odessa (diur.)	100	548	547
Cernighow	50	674	445
Stalino	100	710	423
Kiew II (diur.)	20	782	383
Ouchorod	100	890	337
Lwow	100	935	321
Diepropetrowsk	100	1070	280
Kiew II (sera)	20	1169	257
Odessa (sera)	100	1241	242
(R.S.F.S.R.)			
Mosca Kom. I	500	173	1734
Moska II (diur.).	100	200	1500
??	?	236	1271
Leningrado I	100	263	1141
Moska II (sera)	100	548	547
Simferopol	100	647	463
Murmansk	100	656	457
Rostov Don	100	764	393
Leningrado II	50	800	375
Moska III	100	872	344
Voronej	50	944	318
Leningrado III	50	1124	267
Kaliningrad	20	1142	263

Altre trasmissioni di cui non si sà con precisione e si hanno scarsi dati:

Riga ?	?	575	522
Tallin II ?	?	710	423
Kaunas ? (2)	?	827	362
Koursk ?	?	1214	247
Madona ?	?	1385	222

Note:
(*) Frequenza molto variabile.
RNE Radio Nacional Espana
SER Soc. Espagnola Radiodiffusione
(2) L'ascolto preciserebbe trattarsi di Kaunas o Kwno II (solo diurna)
diur. Trasmette soltanto fino alle ore 16-17
ser. Inizia dalle ore 16-17

Antonino Pisciotta

sulle onde della radio

India

Scheda dei servizi regionali « West Regional Service »
Bombay A: 03.00-04.30 su 6150 kHz,
08.15-10.00, 11.30-11.50, 12.10-12.30, 13.00-15.15 su 9550 kHz
15.30-18.00 su 4840 kHz
Questi programmi sono uguali a quelli trasmessi su 1230 kHz.
Bombay B: 03.00-04.30 su 4840 kHz
08.15-10.00, 11.30-11.50, 12.10-12.30, 13.00-14.50 su 7240 kHz
15.00-18.30 su 3345 kHz.
Questi programmi sono eguali a quelli trasmessi su 850 kHz.
I programmi delle ore 12.10-12.30 sono per i bambini delle scuole.

Monzambico

La stazione CR7BV è operante sulla frequenza di 4873 con una potenza di 10 kW.

Filippine

V.O.A. di S. Fernando è schedata: 1140 kHz 11.00-19.00; 9655 kHz 15.000-18.000; 11790 kHz 11.00-18.00; 15330 kHz 11.00-14.30.

Costa Rica

La stazione TIFC « Faro del Caribe » S. Josè, è ora in aria con un programma inglese su 9645 kHz (in relais con la stazione ad onde medie che opera su 995 kHz) dalle 04.00 alle 04.30 eccetto il lunedì. Al lunedì dalle 03.30 alle 4.30.
TIFC inizia i propri programmi alle ore 17.00 e chiude alle ore 04.30. Ciò dipende dal fatto che l'ora italiana è in rispetto a quella Costa-Ricana in ritardo di 7 ore.

Vaticano

Le trasmissioni di Radio Vaticano in lingua inglese avvengono come segue:
ore 16.00 7280, 9646, 11685, 15120 kHz
ore 10.15 6030, 7280, 9646, 11685 kHz
ore 17.00 (Martedì) 9646, 11685 per India e Pakistan

Andorra

« Radio Andorra » opera su 5990 e 822 kHz, e non come indicato sul World Radio Handbook, 5980 e 866 kHz.

Brasile

« Radio Tupi » San Paolo, notificata su 6165 kHz (nuova frequenza) alle 05.25 emette in inglese.

Canadà

La stazione CKA36 (YONW) North West River, Labrador opera su 3420 kHz (0.075 kW) Essa. è alle dipendenze della « Labrador Mission of the United Church of Canada » e trasmette servizi per le aree isolate del Canadà. I programmi sono registrati a Toronoto e ritrasmessi dalla CKA36 eccetto la Domenica alle ore 23.

Equador

« Radio El Mundo » Guayaquil, è ora operante su 4895 kHz a 1220 kHz (HC2BK e HC2BJ).

Germania

La scheda programmi di « Deutsche Welle » dal 7 Febbraio al giorno 8 Maggio è:
11.30-14.30 11795, 15275 kHz
15.30-18.30, 19.00-22.00, 23.00-02.00 7290, 11795 kHz
02.30-05.30 5980, 7290 kHz

Costa d'Avorio

« R. Abidjan » è riportata su 4945 kHz e non su 7215 kHz.

Giappone

La Far East Nerwork (A.F.R.S.) ha la seguente scheda programmi:
22.00-24.00 3860. 6080 kHz
00.15-09.30 9605, 11825 kHz
09.45-16.00 4860 kHz
I radioascoltatori che volessero inviare la propria QSL sono pregati indirizzare:
Chief Network Engineer *Far East Nertwork* A.F.R.S. Apo 613 P.M. S. Francisco (California-USA).
« Australian DX'ers Calling » viene trasmesso alle seguenti ore:
22.00-02.15 4860 kHz
02.30-08.15 9605 kHz
08.30-16.00 4860 kHz
22.00-16.00 11825 kHz

Lussemburgo

Riceviamo dal Lussemburgo.
Le esatte frequenze e potenze delle stazioni radio del Lussemburgo sono:
Lussemburgo I 232 kHz = 250 kW
» II 1439 kHz = 150 kW
» III 6090 kHz = 50 kW
» IV 15350 kHz = 5 kW

Tangeri

« Denmarks Reklame Radio » è una nuova artsmissione di Tangeri su 7310 kHz giornalmente dalle 20.00 alle 21.00 e dalle 21.00 alle 23.00.

Nigeria

La scheda programmi della N B S (Nazionale e ovest regionale programma) 20 kW.
su 4900 e 6100 kHz (giornaliero) 06.00-23.10
su 4800 kHz (feriale) 08.30-09.00, 10.30-14.00, 17.00-23.10
(festivo) 08.00-14.01, 17.25-23.00
Ovest Regionale - Ibadan - 0.3 kW:
su 5320 kHz (nuova freq.)(giornal.) 06.00-23.00
Nord Regionale - Kaduna - 7.5 W:
su 3330 kHz (feriali) 05.55-09.00 *17.00-23.00
* al Lunedì, Martedì, Mercoledì inizia ore 17.15
(festivi) 06.40-08.20 17.15-23.00
su 7175 kHz (feriali) 10.00-16.45
(festivi) 08.45-17.00
Est Regionale - Enugu - 2.5 kW:
su 7079 kHz 06.00 (Dom. 07.00)-23.00.

Turchia

« Radio Ankara » ha programma in lingua turca su 15195 (TAQ-20 kW) e 17825 TAV-100 kW) ore 11.00 (Dom. 10.00) - 13.00 (Sabato 14.00).
La stazione TAV chiude alle ore 13 del sabato.
La trasmissione in inglese per il sud-est Asia avviene alle ore 14.30-15.15 su TAV 17825 kHz (100 kW).

Inghilterra

I programmi della Voce di Londra in lingua taliana:
ore 07.30-07.45 su 293, 75.85, 48.98, 42.13, 31.50, 24.80 m
ore 13.30-13.45 su 31,01 25.19, 19.51
ore 19.30-20.00 su 293, 48.78, 41.32, 30.82, 25.09
ore 22.00-22.45 su 293, 75.85, 48.78, 41.61
Nella trasmissione delle ore 7.30, Martedì e Venerdì: rubrica economico-sociale; Mercoledì e Sabato: commento politico.
Quotidianamente dopo il notiziario delle 13.30: Rassegna stampa Britannica e va in onda oggi: Radiocalendario della giornata.
Meridiano di Greenwich (radiogiornale di attualità): tutti i giorni feriali alle ore 10.30; tutte le domeniche alla stessa ora: Rassegna dei settimanali britannici.
Nella trasmissione delle ore 22, seralmente: commento politico.
Lezioni di Inglese: Lunedì e Giovedì ore 07.45-08.00 (come per le ore 07.30-07.45).
Martedì e Venerdì: (come per ore 13.30-13.45), ore 13.45-14.00. Domenica alle ore 19.30.
Risposte agli ascoltatori: Domenica, Lunedì, Giovedì alle ore 7.30.
I dettagli relativi alle trasmissioni giornaliere della settimana successiva sono forniti ogni sabato alle ore 22.00.

Misuratore dell'Attività dei Cristalli di Quarzo

a cura di Curzio Bellini (*)

Il CIRCUITO per la prova dei cristalli di quarzo che descriviamo è stato progettato in modo tale che le sue caratteristiche di impedenza d'ingresso sono le stesse che vengono presentate al cristallo dai vari circuiti radiooscillatori. Il circuito oscillatore è del Pierce e l'alimentazione viene ottenuta dalla rete mediante un circuito di rettificazione con la valvola 6X4 ed un circuito di regolazione con la stabilizzatrice VR90.

La valvola oscillatrice lavora molto al disotto delle normali tensioni di placca e di griglia schermo, e così pure il filamento è acceso con tensione del 10% inferiore a quella normale di esercizio. La probabilità di esaurimento e di variazioni nella valvola oscillatrice 6AQ5 vengono così minimizzate da queste riduzioni delle tensioni d'esercizio.

La stabilità sia del regolatore di tensione che delle resistenze componenti il circuito di campionatura dello strumento è estremamente importante poichè occorre in qualsiasi momento poter fissare un dato valore di resistenza con la precisione di $\pm 5 \mu A$ in termini di c.c. del misuratore di attività.

Le variazioni di circuito ordinariamente considerate di modesta importanza diventano perciò sommamente importanti. Il circuito di commutazione permette di provare il funzionamento della valvola regolatrice VR90 in ogni momento per confronto con una tensione di riferimento. Il valore di riferimento per lo strumento, determinato da una resistenza variabile nel circuito oscillatore di griglia e della tensione positiva costante data dal tubo regolatore stabilisce contemporaneamente l'effettivo valore di attività del cristallo in prova.

*

(*) *Del Laboratorio Iris Radio.*

atomi ed elettroni

(*segue da pag.* 91)

Un contratto è già stato firmato con la Westinghouse Electric Corporation la quale costruirà il reattore o pila atomica per la produzione del calore e del vapore necessari per il funzionamento della centrale. La Commissione fornirà a sua volta il materiale fissile per il funzionamento del reattore.

La centrale atomica fa parte dei cinque progetti di reattori per uso di pace, illustrati il 9 Marzo dal Dott. Henry D. Smyth, membro della Commissione, nel discorso tenuto all'Istituto americano degli ingegneri chimici; essa costituirà la prima dimostrazione pratica delle possibilità di utilizzazione pacifica dell'energia nucleare cui si riferiva il Presidente Eisenhower nel suo discorso alle Nazioni Unite nel Dicembre scorso.

I dirigenti della Commissione intendono utilizzare questa prima centrale atomica su vasta scala per scopi puramente sperimentali; non si ritiene infatti che il prezzo dell'energia elettrica così prodotta possa essere per il momento inferiore al costo dell'energia prodotta nelle centrali a carburanti normali. La centrale permetterà di acquisire maggiori esperienze tecniche e di calcolare con la massima precisione il costo dei futuri impianti.

Il reattore della nuova centrale, del tipo cosiddetto PVR (reattore ad acqua pressurizzata), produrrà almeno 60.000 kWh di energia elettrica da immettere nelle normali reti di distribuzioni, oltre l'energia necessaria per la centrale stessa; l'acqua sarà l'elemento moderatore e raffreddante. Il reattore sarà alimentato con uranio leggermente arricchito, uranio cioè in cui una concentrazione di uranio 235 maggiore di quanto si verifica in natura sarà aggiunta all'uranio naturale.

Questo tipo di reattore è stato scelto in quanto le ricerche e gli studi ad esso relativi sono più avanzati rispetto agli altri tipi. Esso è simile al reattore costruito negli impianti di Arco per il Nautilus, il sommergibile a propulsione atomica varato nel gennaio scorso. *(Tr.)*

Brevetti atomici a disposizione dell'industria

La Commissione Americana per l'Energia Atomica, proseguendo nell'attuazione del programma che intende mettere a disposizione dell'industria quelle informazioni tecniche che possono agevolare le applicazioni di pace dell'energia atomica, ha concesso, senza esclusività e senza pagamento, altri 26 brevetti finora riservati. Il numero dei brevetti passati all'industria è così salito a 640.

Questa concessione di brevetti facilita lo svolgimento del programma di ricerche intrapreso da tutte le industrie americane le quali utilizzano i sottoprodotti dei laboratori governativi di fissione nucleare per scopi scientifici ed industriali. Come ha di recente illustrato il Wall Street Journal, le varie industrie si servono, si può dire in tutte le fasi di lavorazione, di cognizioni, procedimenti e prodotti creati dalla Commissione per l'Energia Atomica. La gamma di queste applicazioni va dalla sterilizzazione dei prodotti alimentari e farmaceutici, alla fabbricazione delle materie plastiche, alla creazione di nuovi metalli ed all'aumento e miglioramento della produzione siderurgica. *(Tr.)*

L'orologio atomico

Un orologio atomico che permetterà di accertare l'età precisa di oggetti costruiti in epoca preistorica e di resti fossili di piante e di animali di epoche lontanissime, è stato messo a punto dal dottor Willard F. Libby dell'Università di Chicago. Questo modernissimo mezzo di indagine, proiettata nel passato anzichè nei futuro, si basa nel suo funzionamento su un contatore Geiger che registra con la massima precisione le radiazioni di Carbonio 14 ancora presenti negli antichi oggetti in esame.

Questo istotopo radioattivo del carbonio è sempre presente nelle piante e negli animali erbivori; dopo la morte dell'organismo vegetale o animale, il carbonio radioattivo emette particelle beta — elettroni ad alta velocità — che si sprigionano per la lenta disintegrazione dei suoi atomi. Le radiazioni sono inversamente proporzionali all'età dell'oggetto in esame: misurando quindi queste radiazioni lo strumento può determinare lo stadio di disintegrazione del carbonio e precisare l'epoca cui l'oggetto rimonta.

E' oggi possibile fissare con sicurezza date che risalgono fino a 20.000 anni fa; oltre tale periodo tale possibilità decresce sensibilmente poichè la maggior parte dei residui organici si polverizza. In casi eccezionali, dovuti a particolari condizioni ambientali è ancora possibile trovare residui di alberi, conchiglie, ossa in parte calcinate, o strumenti in legno o in materiali animali, forgiati dalla mano dell'uomo; in tal caso soltanto l'esame delle radiazioni permette di fissare date precise.

L'orologio atomico del dott. Libby ha già permesso interessanti e sorprendenti scoperte. Si riteneva, ad esempio, che l'ultima glaciazione dell'età neozoica, interessante l'Europa e l'America settentrionale, avesse avuto luogo 200 o 250 secoli fa. L'Università di Chicago ha potuto misurarne esattamente la data e fissarla invece a solo 110 secoli or sono. Controlli eseguiti su sandali di corda scoperti in giacimenti di ceneri vulcaniche, nella parte nord-orientale dello Stato dell'Oregon, hanno fatto rimontare a 9.000 anni fa la presenza di vite umane nel continente, data assai anteriore a quella finora fissata dagli scienziati. *(Tr.)*

Il centesimo elemento nella scala dei pesi atomici

Il 2 Febbraio la Commissione Americana per l'Energia atomica annunciava che la tabella dei paesi atomici si era arricchita di un nuovo elemento, il n. 99, scoperto da un gruppo di scienziati dell'Università della California, i dottori Albert Ghiorso, G. Bernard Rossi e Stanley G. Thompson. Più che di scoperta si dovrebbe paralare di creazione» in quanto gli elementi esistenti in natura e cioè nella crosta terrestre e nell'atmosfera sono soltanto novantadue. Tutti gli altri che superano per peso atomico l'uranio — che ha appunto il n. 92 — sono prodotti di laboratorio.

Uno di questi elementi ultrapesanti è il plutonio la cui importanza militare è ben nota in quanto viene adoperato per la carica delle bombe atomiche. Esso viene prodotto nei reattori durante il processo di trasformazione dell'uranio 238, bombardando l'uranio 235 con neutroni lenti.

A poche settimane di distanza lo stesso gruppo di scienziati cui si è aggiunto un nuovo membro — il Dott. Gregory R. Choppin — ha annunciato la scoperta di un nuovo elemento — il centesimo — che si forma in un processo, in due tempi, durante il quale altri 15 neutroni vanno ad aggiungersi al plutonio portandone il peso atomico a 254. Il nuovo elemento è stato prodotto nel Laboratorio che la Commissione per l'Energia atomica ha installato ad Arco, nello Stato dell'Idaho. Anche questo elemento, come il 99, si disintegra rapidamente.

E' stato proposto che all'elemento 99 venga dato il nome di « seaborgium », per l'importante opera svolta dal prof. Glenn T. Seaborg, dell'Università della California, nella scoperta di questi elementi che superano come peso atomico l'uranio. Egli ha contribuito alla creazione degli elementi 99 e 100 ed a lui si deve la scoperta degli altri quattro elementi che li precedono, scoperta che gli è valsa il conferimento del Premio Nobel.

Seaborg predisse a suo tempo non solo la creazione degli elementi 99 e 100 ma anche degli elementi ancora non noti 101, 102 e 103.

Altri ritengono che la definizione di « ekaolmio » risponderebbe in pieno alle proprietà dell'elemento 99 in quanto esse sono assai affini a quelle dell'olmio che è l'elemento 67. L'elemento 100 somiglia invece all'erbio (elemento 68); il suo periodo di dimezzamento è di tre ore. Quando si disintegra diventa berkelio; non ha possibilità di utilizzazioni militari o civili. *(Tr.)*

Una associazione di medicina nucleare

Ad iniziativa di alcuni medici e fisici, si è costituita in questi giorni a Spokane una Associazione di medicina nucleare che curerà lo scambio di informazioni atomiche atte a favorire lo studio e la cura delle differenti malattie. L'Associazione terrà il suo primo convegno nel Maggio, a Seattle. *(Tr.)*

Tubi vecchi . . . e nuovi

Rispondiamo ad un lettore

che ci ha rivolto la domanda: avete sentito parlare di tubi a caratteristica americana della serie 1600?

E come! Sono tubi anziani ed hanno una spiccata attitudine militare. Essi trovano perfetta corrispondenza con i tipi indicati:

1602 : 841 — 1622 : 6L6
1603 : 57 — 1632 : 25L6
1611 : 6F6 — 1633 : 6SN7GT
1612 : 6L6 — 1634 : 12SC7
1620 : 6J7 — 135 : 6N7
1621 : 12A6 — 1644 : 12L8GT

Rispondiamo ad altro lettore

che ci ha chiesto se noi ci siamo accorti di aver errato nel presentare alcuni tipi di valvole nel nostro « World Radio Valve Handbook ».

Ci spiace doverle dire che non ci siamo accorti di aver errato per il più semplice motivo: non abbiamo affatto errato.

Lei traseura il fatto ehe ci sono valvole VT della serie U.S.A. e Britanniche.

Esempio:

La valvola VT74 è uguale alla 5Z4 (Britannica) e 6J7G U.S.A. altre valvole ehe le sono sfuggite sono:

VT 100 = VT 60 (Britanniche)
VT 224 = VT 61 »
VT 91.A = VT 74 »
VT 118 = VT 88 »

Oltre a ciò eomuniehiamo:

VT 7 = WX 12 — VT 117 = 6K7
VT 8 = UV 204 — VT 60 = 807
VT 1 = WE203A — VT 88 = 832
VT 6 = 212 A — VT 61 = RK34

La Hytron presenta

un nuovo tubo: il 6CU6. Questo è uguale per dimensioni e caratteristiche elettriche al tubo 6BQ6GT. La differenza però esiste ed è solo in questo: la 6CU6 presenta le caratteristiche del tubo doppia vita, nel senso che si ha un maggiore margine di sicurezza per: dissipazione anodica, corrente di placca, isolamento per alte tensioni, ecc.

Il vecchio tubo 6BQ6GT è un tubo ottimo, ma esso era originariamente destinato agli equipaggiamenti TV a 10 e 12 pollici. Oggi invece occorrono tubi capaci di sopportare anche gli sehermi a 21 pollici ed il 6CU6 deve essere impiegato in questo caso.

La Hytron ha anche

adottato un altro tubo destinato a sostituire il 5U4G ed è il 5AW4. Destinato a migliorare, negli apparecchi TV, le prestazioni offerte dal 5U4G quale rettificatore bassa tensione.

Molti tecnici

del servizio TV hanno difficoltà ad ottenere i tubi 6BQ7 e 6BZ7, per gli apparati TV usanti il circuito d'accordo a cascode. Essi trovano che il miglior sostituto è il 12AT7 il quale richiede un minor numero di modificazioni. Ci ritroveremo a parlare di questo tubo prossimamente.

Nel numero di Febbraio

abbiamo pubblicato un elenco di tubi adottati in apparecchiature TV, quali tubi potevano sostituirli e le modalità per tali sostituzioni.

Desideriamo che i nostri lettori abbiano sempre aggiornata tale tabella:

aggiungere
6BQ6, 6BQ6GT, 6CS6 } diretto sostituto 6CU6

Novità Mazda

L'elenco dei tubi fabbricati dalla società Mazda per la sostituzione dei tubi americani con quelli a caratteristica europea è il seguente:

DK92 = 1AC6 — EBC91 = 6AV6
EB91 = 6AL5 — EF93 = 6BA6
EBC90 = 6AT6 — EZ91 = 6AV4
EL90 = 6AQ5 — EBF80 = 6N8
ECC81 = 12AT7 — ECH81 = 6AJ8
ECL80 = 6AB8 — EF80 = 6BX6
PL81 = 21A6 — PL82 = 16A5
PL83 = 15A6 — PY80 = 19W3
PY81 = 17Z3 — PY82 = 19Y3

Antonino Pisciotta

Amplificatore di Alta Fedeltà con Due Tubi EL84 in Controfase*

La riproduzione di alta qualità che può essere ottenuta impiegando una coppia di pentodi finali EL84 [1] viene dimostrata nella realizzazione dell'amplificatore audio qui descritto, in cui vengono utilizzati componenti normali e facilmente reperibili. Nel progetto si sono imposte le seguenti caratteristiche peculiari: risposta di frequenza lineare da una ottava sotto la frequenza di risonanza dei migliori altoparlanti a una ottava sopra la filo di 3 W con tolleranza del 5 %). I resistori di griglia R_{12} e R_{13} hanno valori più bassi di quanto non si usi normalmente nei circuiti con polarizzazione automatica (0,3 MΩ). Tale basso valore è stato scelto allo scopo di prevenire lo sbilanciamento causato da diversi valori delle correnti di griglia che possono nascere durante il periodo di vita dei tubi.

Le griglie schermo sono alimentate attraverso un resistore comune (R_{19} = 3,9 kΩ) mu) viene impiegato quale secondo preamplificatore e invertitore di fase in un circuito ad accoppiamento catodico. Si è scelto questo circuito per il suo buon autobilanciamento e per la bassissima distorsione introdotta, ammesso che le capacità anodiche delle due sezioni siano praticamente uguali — cosa che si verifica nel ECC83 — e che l'amplificatore sia montato con cura, in modo che le capacità distribuite siano mantenute uguali entro limiti ragionevoli (2).

L'unico svantaggio di questo circuito è che il guadagno è circa la metà di quanto potrebbe aversi con un circuito invertitore convenzionale. Tuttavia, grazie all'alto mu del tubo ECC83, il guadagno è più che sufficiente.

Il segnale è applicato alla griglia della prima sezione, mentre la griglia della seconda è capacitivamente posta a massa. L'accoppiamento tra gli stadi ha luogo nel resistore catodico R_9. I resistori anodici R_{10} e R_{11} di 0,1 MΩ possono non essere esattamente uguali. Si possono usare

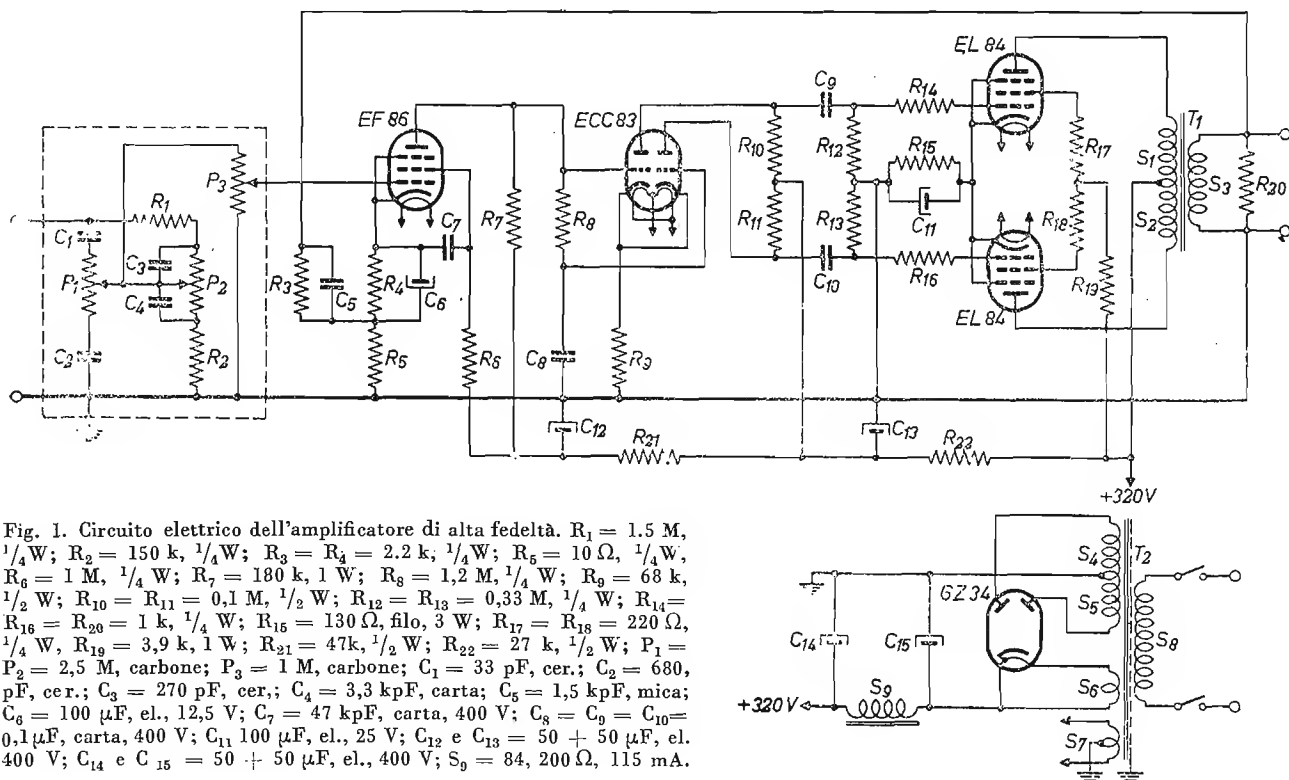



Fig. 1. Circuito elettrico dell'amplificatore di alta fedeltà. R_1 = 1.5 M, 1/4 W; R_2 = 150 k, 1/4 W; R_3 = R_4 = 2.2 k; 1/4 W; R_5 = 10 Ω, 1/4 W, R_6 = 1 M, 1/4 W; R_7 = 180 k, 1 W; R_8 = 1,2 M, 1/4 W; R_9 = 68 k, 1/2 W; R_{10} = R_{11} = 0,1 M, 1/2 W; R_{12} = R_{13} = 0,33 M, 1/4 W; R_{14} = R_{16} = R_{20} = 1 k, 1/4 W; R_{15} = 130 Ω, filo, 3 W; R_{17} = R_{18} = 220 Ω, 1/4 W, R_{19} = 3,9 k, 1 W; R_{21} = 47k, 1/2 W; R_{22} = 27 k, 1/2 W; P_1 = P_2 = 2,5 M, carbone; P_3 = 1 M, carbone; C_1 = 33 pF, cer.; C_2 = 680, pF, cer.; C_3 = 270 pF, cer.; C_4 = 3,3 kpF, carta; C_5 = 1,5 kpF, mica; C_6 = 100 μF, el., 12,5 V; C_7 = 47 kpF, carta, 400 V; C_8 = C_9 = C_{10} = 0,1 μF, carta, 400 V; C_{11} 100 μF, el., 25 V; C_{12} e C_{13} = 50 + 50 μF, el. 400 V; C_{14} e C_{15} = 50 + 50 μF, el., 400 V; S_9 = 84, 200 Ω, 115 mA.

più alta frequenza udibili; distorsione armonica e intermodulazione estremamente basse.

L'amplificatore descritto risponde a tali esigenze: la distorsione è dell'1 % a 11 W d'uscita per la frequenza di 400 Hz e l'intermodulazione è del 2 % a 8,2 W. Entrambe le misure sono state effettuate su un carico resistivo di 7 Ω al secondario del trasformatore di uscita, l'intermodulazione con frequenza di 40 e 10.000 Hz nel rapporto 4 : 1.

1) IL CIRCUITO ELETTRICO.

1. 1) Lo stadio finale

In fig. 1 è riprodotto lo schema elettrico dell'amplificatore di alta fedeltà. Nello stadio finale sono montati due pentodi EL84 in classe AB. La polarizzazione è ottenuta mediante caduta di tensione nel resistore catodico comune R_{15} (resistore a non bypassato. Esso ha lo scopo di compensare eventuali sbilanciamenti dinamici dei tubi finali. Con ciò non risulta necessario selezionare i tubi finali in modo da avere uguali caratteristiche, in quanto la controreazione introdotta da R_{19} è sufficiente a ristabilire il bilanciamento della coppia entro la banda di valori ottenibili nella produzione normale dei tubi EL84. I resistori di blocco R_{14} e R_{16} sono inseriti nei circuiti di griglia, R_{17} e R_{11} nei circuiti di griglia schermo, allo scopo di prevenire possibili oscillazioni a frequenze ultrasonore. Anche tali resistori non devono essere bypassati, ma devono essere montati direttamente sui terminali degli zoccoli. Il resistore R_{20} è connesso ai capi dei morsetti di uscita allo scopo di eliminare l'instabilità che può aversi in assenza di alto portante.

1. 2) Il secondo preamplificatore e invertitore di fase.

Un tubo ECC83 (doppio triodo ad alto

(*) Da: *EL84, a 12 W Power Pentode* Bollettino 20/D/4585 E. 2 - 54 Philips.

resistori al 10 %, ma per un miglior bilanciamento è consigliabile usare resistori bilanciati entro il 5 % usando quello di valore più alto al posto di R_{11}.

L'accoppiamento diretto tra questo stadio e il primo preamplificatore EF86, consente di ottenere una rotazione di fase nulla alle basse frequenze e aiuta a mantenere la stabilità dell'amplificatore in tale gamma.

1. 3) Il preamplificatore

Nello stadio preamplificatore è usato un pentodo EF86 montato in un circuito convenzionale con guadagno di circa 200. Il condensatore di fuga della griglia schermo deve essere connesso al catodo.

(1) *Le caratteristiche del tubo EL84 sono state riportate in questa rivista, Agosto* 1953, *XXV, n.* 8, *pag.* 211.

(2) *Il circuito è stato descritto da J. Jager in Electronic Application Bulletin, vol. X n.* 4 *pg.* 83

Parte del resistore di catodo ($R_5 = 10\ \Omega$) non è bypassato. La tensione di controreazione è applicata ai capi di tale resistore.

1. 4) La controreazione

La tensione di controreazione è prelevata al secondario del trasformatore di uscita e applicata, tramite un resistore di 2,2 kΩ (R_3) al terminale caldo di R_5 nel circuito catodico del preamplificatore EF86. Il resistore R_3 è un po' delicato. I normali resistori a carbone, di regola, non sono sufficientemente lineari. I loro valori dipendono dalla tensione applicata, ciò che significa che il rapporto tensione-corrente non è lineare. La non linearità di tali resistori introduce distorsione per intermodulazione e pertanto nel circuito di controreazione non possono essere usati resistori a carbone. Neppure sono utilizzabili i resistori a filo, in quanto fortemente induttivi. I resistori a strato, di buona costruzione, sono nettamente preferibili. Le tolleranze è bene siano del 5 % almeno.

Il resistore R_3 è bypassato dal condensatore C_5 di 1500 pF, che ha lo scopo di eliminare l'instabilità alle frequenze ultra sonore.

1. 5) Volume e regolazione di tono

Tutte le regolazioni sono fatte fuori del circuito di controreazione, allo scopo di evitare possibili rotazioni di fase in tale circuito. Tutti i componenti interessati nei circuiti di regolazione di volume e di tono devono essere schermati. I potenziometri P_1 e P_2 servono per la regolazione degli alti e dei bassi, rispettivamente. In fig. 2 sono riportate le curve relative. La curva I con la regolazione alti al massimo e la regolazione bassi al minimo; la curva II invece con P_1 al minimo e P_2 al massimo Usando potenziometri a variazione quadratica, la posizione di risposta piatta corrisponde all'incirca al centro della rotazione del cursore. La regolazione di volume è ottenuto con un potenziometro a variazione quadratica di 1 MΩ.

I circuiti di regolazione sono accoppiati a un pick-up a cristallo con capacità di circa 2000 pF, valore pressochè comune al maggior numero di pick-up a cristallo attualmente disponibili.

1. 6) Il trasformatore d'uscita.

Negli amplificatori di alta fedeltà, molto dipende dalla qualità del trasformatore d'uscita. I trasformatori di alta qualità sono avvolti solitamente sopra nuclei di leghe pregiate. Spesso si scelgono metodi particolari di avvolgimento e il trasformatore può essere accoppiato a diverse impedenze di carico. E' evidente che tutto ciò porta a costi di produzione piuttosto elevati.

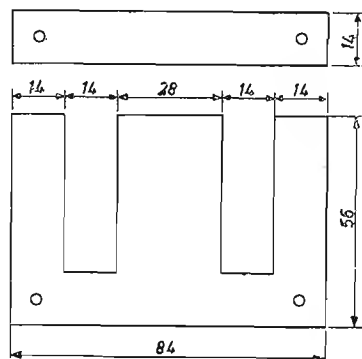
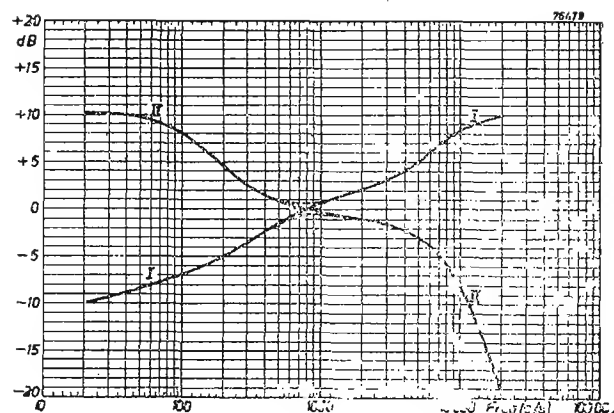



Fig. 3

Da sinistra a destra:
Fig. 2. - Risposte di frequenza. Vedi testo.
Fig. 4. - Distorsione totale armonica.
Fig. 5. - Intermodulazione in funzione della potenza di uscita.

Nell'amplificatore descritto si è preferito invece progettare un trasformatore di basso costo usando normali lamierini pur raggiungendo una qualità di riproduzione che non differisce sostanzialmente da quella di amplificatori ben più costosi. Si sono pure eliminate le molte prese secondarie: il trasformatore adatta il carico ottimo della coppia di EL84 (8000 Ω) a una bobina mobile di 7 Ω. Vi sono quattro avvolgimenti primari, connessi in parallelo e tra essi due avvolgimenti secondari pure disposti in parallelo.

Se P_1 e P_2 sono avvolti in senso orario, tutti gli altri avvolgimenti devono esserlo in senso antiorario.

I seguenti avvolgimenti sono connessi in parallelo:

P_1 e P_4 prima metà del primario
P_2 e P_3 seconda metà del primario
S_1 e S_2 secondario

Commettendo P_1 e P_4 in parallelo ricordare che tali avvolgimenti sono avvolti in direzioni opposte. Lo stesso dicasi per P_2 e P_3. Dopo aver effettuate le interconnessioni, ciascuna metà del primario ha

Tabella 1 - Dati del trasformatore finale

Avvolgim.	Numero spire	Diam. filo smaltato	Larghezza avvolgim. (mm)	Strati	Isolamento tra strati
P_1	1650	0,11	34	7	30 μ carta
S_1	96	0,6	34	7	0,1 mm presspahn
P_2	1650	0,11	34	7	30 μ carta
P_3	1650	0,11	34	7	30 μ carta
S_2	96	0,6	34	7	0,1 mm presspahn
P_4	1650	0,11	34	7	30 μ carta

Tabella 2 - Dati del trasformatore di alimentazione.

Avvolgimento	Tensione (V)	Corrente (mA)	Numero spire	Resistenza (Ω)	Diam. filo smalt. (mm)
S_1 (primario)	220	0,45	650	12	0,45
S_4	280	0,120	825	56	0,25
S_5	280	0,120	825	59	0,25
S_6	5	1,9	15		1
S_7	6,3	2	2 × 10		1

Le capacità sono ugualmente distribuite avvolgendo due delle sezioni primarie in direzione opposta rispetto agli altri avvolgimenti; le resistenze ohmiche delle due metà dell'avvolgimento primario sono tenute uguali connettendo in parallelo la prima e la quarta sezione, nonchè la seconda e la terza.

Ecco alcuni particolari del trasformatore finale:

lamierini (fig. 3): normali 0,5 mm
nucleo: tipo a mantello
dimensioni d'ingombro: 84 × 70 mm
larghezza del nucleo: 28 mm
pacco: senza traferro
altezza del pacco: 8 mm
sezione utile del nucleo: 7,86 cm²

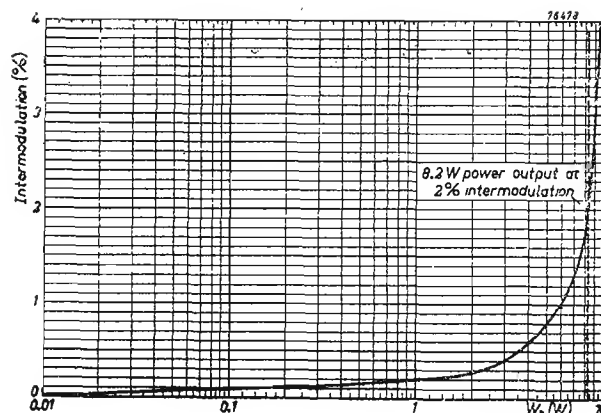
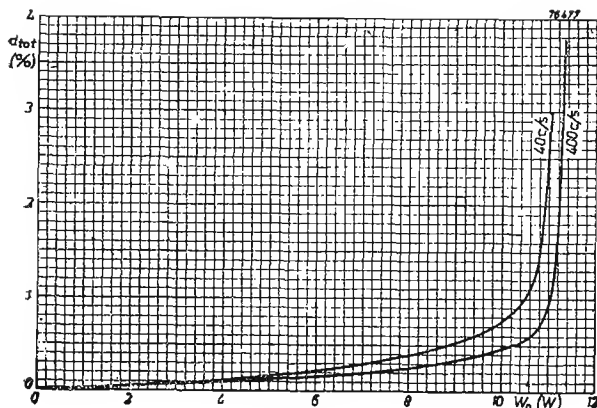
L'isolamento tra i vari avvolgimenti è costituito da 1 strato di 0,1 mm di presspahn e uno strato di 60 μ di carta.

resistenza di 240 Ω e il secondario 0,4 Ω.

Il trasformatore caricato con una bobina mobile di 7 Ω ha una impedenza primaria di 8 kΩ. L'induttanza del primario misurata con 10 V a 50 Hz è 40 H.

2) IL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE

Il trasformatore di alimentazione deve fornire le seguenti tensioni e correnti: 2 × 280 V a 130 mA, 6,3 V a 2 A e 5 V a 1,9 A. La massima corrente a piena potenza dello stadio finale è circa 115 mA. Occorre utilizzare un rettificatore robusto come, ad esempio, il GZ34. Negli amplificatori di alta fedeltà l'unità di alimentazione è solitamente montata su uno chassis separato, onde ridurre il rumore di fondo.

Quando è intenzione di montare il tutto su un unico chassis è necessario tenere

basso il valore di picco dell'induzione nel nucleo del trasformatore di alimentazione, allo scopo di ridurre considerevolmente il campo magnetico disperso.

L'AT è filtrata in una cellula con condensatore elettrolitico doppio di 2 × 50 μF. Le tensioni anodiche dei tubi preamplificatori sono ulteriormente livellate in filtri addizionali costituiti da R_{22}, R_{21} e una ulteriore coppia di elettrolitici di 2 × 50 μF.

2. 1) Il trasformatore di alimentazione

I dati relativi al trasformatore di alimentazione si riferiscono a una induzione di circa 1,1 Wb/m². Tale trasformatore può essere montato sullo stesso telaio dell'amplificatore, benchè sia sempre raccomandabile un telaietto separato. Nel caso di trasformatori comuni, per i quali l'induzione è di circa 1,4 Wb/m², occorre senz'altro un montaggio a parte.

La sezione utile del trasformatore è di 13 cm².

3) CONSIDERAZIONI GENERALI

Quando il circuito alimentatore è montato sullo stesso chassis dell'amplificatore, si dovrebbe aver cura di disporre i nuclei dei trasformatori di alimentazione e della bobina di filtro perpendicolari rispetto al nucleo del trasformatore di uscita. Tutte le connessioni relative all'alimentazione devono esser tenute quanto più possibile lontane dai circuiti di ingresso.

L'amplificatore è progettato in particolare per l'uso con pick-up a cristallo. Nel caso di pick-up elettrodinamici, è necessario l'uso di un secondo stadio preamplificatore con EF86. Questo stadio deve essere completamente schermato e compensato per la particolare curva di risposta di tale tipo di pick-up.

L'altoparlante usato deve essere di ottima qualità, con buona risposta fino ad almeno 15 kHz. L'impedenza della bobina mobile di tali altoparlanti è normalmente indipendente dalla frequenza, ciò che significa che le curve date dal costruttore valgono anche quando un altoparlante di tale tipo è connnesso all'uscita dell'amplificatore.

4) MISURE DI TENSIONE E CORRENTI

(con voltmetro elettronico rispetto a massa in assenza di segnale).

4. 1) *Alimentazione*

tensione ai capi di C_{15} ..	335 V
tensione ai capi di C_{14} ..	320 V
tensione ai capi di C_{13} ..	260 V
tensione ai capi di C_{12} ..	215 V
corrente totale	79 mA

4. 2) *Stadio finale* (2 × EL84)

tensione anodica........	310 V
tensione di griglia schermo	290 V
tensione catodica	10,2 V
corrente anodica........	35 mA
corrente di griglia schermo	3,8 mA

4. 3) *Secondo preamplificatore invertitore di fase* (ECC83)

tensione anodica........	196 V
tensione catodica	87 V
corrente anodica........	0,64 mA
corrente catodica totale .	1,28 mA

4. 4) *preamplificatore* (EF86)

tensione anodica........	86 V
tensione di griglia schermo	75 V
tensione catodica	1,9 V
corrente catodica	0,86 mA

5) USCITA E DISTORSIONE ARMONICA

Il grafico potenza di uscita/distorsione armonica è riprodotto in fig. 4 misurato sul secondario del trasformatore di uscita chiuso su un resistore di 7 Ω. Le misure furono eseguite a 40 e a 500 Hz.

6) INTERMODULAZIONE

L'intermodulazione fu misurata come al punto 5) con frequenze di 40 e di 10.000 Hz con un rapporto d'ampiezza 4 : 1. Sul secondario il segnale a 40 Hz fu filtrato e fu misurata la percentuale di modulazione del segnale a 40 Hz sul segnale a 10.000 Hz. I risultati sono riassunti in fig. 5.

7) RISPOSTA DI FREQUENZA

La curva di risposta di frequenza dell'amplificatore è lineare tra 10 e 30.000 Hz. La risposta dei circuiti di regolazione di tono è riportata in fig. 2.

Strumenti atomici per la terapia e lo studio del cancro

Nuovi acceleratori lineari della lunghezza di circa due metri e della potenza di 6 milioni di volt saranno costruiti quanto prima dal Reparto raggi X della General Electric Company Essi sono simili nella progettazione al grande acceleratore lineare dell'Università Stanford — lungo 60 metri nel cui lungo tubo di rame i fasci di elettroni vengono eccelerati ad una velocità quasi pari a quella della luce — che viene adoperato per le ricerche nucleari; i nuovi apparecchi saranno utilizzati per la terapia con raggi X dei tumori profondi e distribuiti ai vari ospedali.

Le radiazioni prodotte dai nuovi strumenti presentano numerosi vantaggi rispetto ai raggi X di voltaggio inferiore in quanto il loro alto coefficiente di penetrazione permette di giungere in profondità senza arrecare danno all'epidermide sovrastante. L'assorbimento dei raggi da parte delle ossa, dei pannelli adiposi e dei muscoli è più uniforme e riduce quindi la possibilità di danni allo scheletro, durante la terapia, ed impedisce inoltre che zone cieche si verifichino al di là delle ossa.

Il prototipo di questi nuovi acceleratori sarà pronto verso la fine del 1954; la produzione regolare verrà iniziata non appena il prototipo sarà stato sperimentato.

Un potente acceleratore da 50 milioni di volt, è stato collaudato con successo, il 16 Febbraio nella sede della High Voltage Enginnering Corporation a Cambridge, nel Massachussetts. La sua costruzione è stata finanziata in parte dalla Commissione americana per l'Energia Atomica; esso è destinato all'ospedale per le ricerche sul cancro del Centro Argonne dell'Università di Chicago.

Come è noto, la Commissione americana per l'Energia Atomica si è fatta da tempo promotrice di ricerche e studi sulla eziologia e la terapia del cancro. Essa ha istituito fra l'altro, presso il Centro di Oak Ridge, un ospedale riservato unicamente allo studio ed al trattamento di tali malattie. Una speciale bomba al cobalto radioattivo, della potenza di 1000 curie, viene ivi adoperata per l'irradiazione degli ammalati. Questo ospedale si aggiunge a quello già citato istituito presso il Laboratorio Nazionale Argonne di Chicago.

Presso la Facoltà di Medicina dell'Univesità della California, a San Francisco la Commissione ha creato uno speciale laboratorio radiologico fornito di betatrone, anche esso destinato allo stesso uso.

Oltre queste attività svolte direttamente, la Commissione finanzia e sovraintende presso diverse università e centri medici ricerche e studi sull'applicazione dell'energia atomica nella terapia del cancro. Fra tali studi si annoveano quelli riguardanti l'utilizzazione dell'oro radioattivo nella terapia interstiziale del cobalto radioattivo sotto forma di aghi e di particelle da impianto, destinati a sostituire la terapia con radium assai più costosa.

Il governo federale, a sua volta, ha di recente annunciato un nuovo programma di ricerche nel campo chimico e la Direzione della Sanità Pubblica ha approvato uno stanziamento di 700.000 dollari per otto borse di studio a giovani ricercatori nello stesso settore. (*Tr.*)

Radiocomunicazioni a Largo Raggio con una

Unità di Selezione a Monobanda Laterale

di Murray G. Crosby*

DURANTE le recenti cerimonie per l'incoronazione della regina Elisabetta, in Inghilterra, si ebbe una delle massime densità di traffico radio su lunga distanza che la storia di questi ultimi anni ricordi. Si fece largo uso di apparecchiature a monobanda laterale, che funzionarono egregiamente. In particolare di un sistema monobanda laterale a triplice selezione progettato dai Crosby Laboratories.

1. VANTAGGI DELLA MONOBANDA LATERALE.

Anzitutto l'accresciuto impiego di apparati di tale genere, consente un notevole miglior sfruttamento delle bande di frequenza, con conseguente minor congestionamento dei canali ad onde corte. Oltre a ciò, i sistemi a monobanda laterale consentono un guadagno effettivo in potenza di 9 dB rispetto ai sistemi AM a doppia

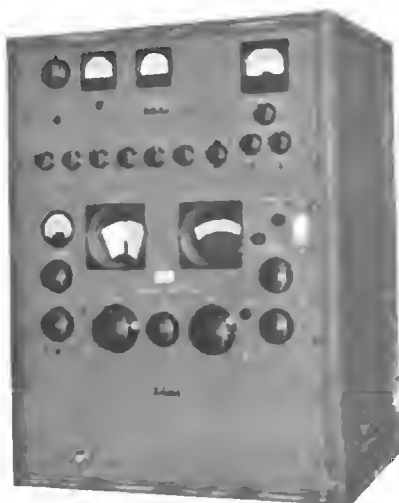



Fig. 2. - Ricevitore a monobanda laterale.

banda laterale. Fattore questo di particolare importanza là dove la qualità del segnale deve essere mantenuta al di sopra di un certo livello, come nei servizi internazionali di diffusione e nei sistemi di comunicazione multicanale.

L'uso di ricevitori a monobanda laterale presenta notevoli vantaggi, in quanto consente l'eliminazione di particolari interferenze, anche nei casi in cui il trasmettitore sia a duplice banda laterale di modulazione. Un ricevitore a monobanda laterale può funzionare in presenza di interferenze che cadano nel campo di una banda laterale ma non dell'altra. La possibilità di scegliere la banda laterale consente in tal caso di eliminare completamente l'interferenza. Al presente, con un ricevitore sintonizzato nella banda delle onde-corte, è estremamente improbabile trovare nel segnale libero da interferenze in entrambe le bande laterali, e che non possa essere migliorato dalla ricezione di una sola banda laterale di modulazione.

2. ADATTATORE A MONOBANDA LATERALE.

In un sistema a monobanda laterale, un ricevitore convenzionale per comunicazioni su onde-corte viene impiegato per selezionare e amplificare la portante RF desiderata e le sue componenti di modulazione. La fig. 1 è uno stenogramma dell'adttatore necessario per convertire un tale ricevitore al funzionamento a monobanda laterale.

Mediante un cavo coassiale, connesso all'uscita del circuito a FI del ricevitore, la portante selezionata a frequenza intermedia viene portata al convertitore dell'adattatore (CVTR & IF AMP.). Qui la portante viene fatta battere con un secondo segnale fornito da un generatore ad alta frequenza, con controllo automatico di frequenza particolarmente curato, in modo da produrre una nuova frequenza intermedia di 100 kHz.

Il nuovo segnale FI a 100 kHz, con i componenti di modulazione, è amplificato e applicato ai filtri delle bande laterali superiore e inferiore che agiscono da bassa-banda tra 100 e 106 kHz e tra 94 e 100 kHz, rispettivamente. La fig. 4 mostra le curve di risposta di tali filtri. Il segnale a 100 kHz, viene applicato inoltre a un filtro a cristallo (CARRIER CRYSTAL FILTER) con banda passante di 20 Hz che taglia completamente le due bande laterali di modulazione, come può vedersi in fig. 5. L'uscita di quest'ultimo filtro viene applicata a un amplificatore a due stadi, nel quale l'ampiezza della portante è portata a un livello ottimo, onde compensare la riduzione di portante che si ha nei trasmettitori a monobanda laterale. Da questo punto la portante amplificata è trasferita a un limitatore a tre stadi, a una coppia di diodi (AVC & MET. DIODES AVC SW.) che forniscono il CAV e la tensione di misura della portante e a un particolare amplificatore (CAR. OFF KEY) che fa parte di un circuito di allarme che interviene in assenza di portante.

Dal limitatore a tre stadi la portante ripristinata ed esalata dalla catena precedente è applicata al selettore portante ripristinata-portante locale (LC-RC SWITCH). Una portante di 100 kHz generata localmente dall'oscillatore a cristallo (LOCAL OSC.) è applicata all'altro lato del selettore e con ciò è possibile la scelta di una delle due portanti per la ricezione a monobanda laterale. Dal selettore LC-RC la portante scelta è trasferita a una rete di rifasamento AM-PM, usata per ristabilire la relazione di fase corretta tra le bande laterali e la portante selezionata, nella ricezione di segnali a doppia banda laterale a modulazione di ampiezza o a modulazione di fase. La portante ripristinata o locale e i segnali provenienti dai filtri delle bande laterali di modulazione sono applicati tramite un selettore di ricezione (RECEP. SLCTR. SWITCH) ai singoli rivelatori per i canali A e B. I segnali audio in ciascun canale sono applicati (tramite filtri passa-basso) agli amplificatori associati.

Il selettore di ricezione consente di scegliere tra qualsiasi possibile sistema di ricezione. Quando i filtri di banda laterale sono inseriti nel circuito è possibile la ricezione a portante esaltata e a monobanda laterale di modulazione. Rimane la possibilità di selezionare la banda laterale superiore o inferiore di una trasmissione convenzionale ad AM e a doppia banda laterale e si possono ricevere i segnali applicati separatamente ai rivelatori e agli amplificatori audio o entrambe le bande laterali di una trasmissione multiplex a doppio canale, con i singoli segnali applicati ai rispettivi rivelatori e amplificatori audio.

Quando i segnali sono selezionati direttamente dall'amplificatore a FI a 100 kHz e dalla sezione AM della rete di rifasamento, si ottiene una ricezione di segnali AM a doppia banda laterale e portante esaltata. Allorchè si usa la sezione PM della rete di rifasamento si ottiene analogamente una ricezione di segnali PM a doppia banda laterale e portante esaltata. Se invece si provvede una connessione diretta dall'uscita del rivelatore del ricevitore commerciale, si rende possibile la ricezione convenzionale di segnali AM a doppia banda laterale.

La portante a 100 kHz dal primo stadio

Fig. 3. - Combinatore di selezione.

(*) *Communication Engineering*, July-August 1953.

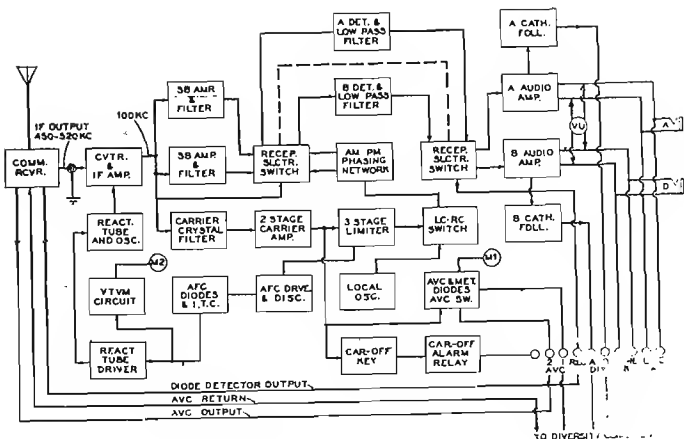



Fig. 1 e fig. 6. - Stemgrammi delle unità adattatore e combinatore.

del limitatore (3 STAGE LIMITER) è applicata a un amplificatore che pilota un discriminatore a cristallo (AFC DRIVE & DISC.) il quale, a sua volta, fornisce una tensione di uscita proporzionale alle deviazioni di frequenza dal valore centrale fissato a 100 kHz. Tale tensione è rettificata dai diodi per la regolazione automatica di frequenza (AFC DIODES & I.T.C) e sovrapposta alla polarizzazione di griglia del pilota del tubo reattanza (REACT. TUBE DRIVER). Opportune protezioni evitano che l'azione del CAF abbia luogo allorchè l'ampiezza della portante cade al di sotto di un livello determinato. In condizioni normali di funzionamento, allorchè la portante è presente, il circuito per il CAF è praticamente esente da disturbi per cause esterne, grazie alla protezione rappresentata dal filtro a cristallo, dal limitatore e dal discriminatore a cristallo. La tensione segnale a 100 kHz, dopo esser passata attraverso il filtro a cristallo e l'amplificatore della portante, è rettificata da un diodo per il CAG.

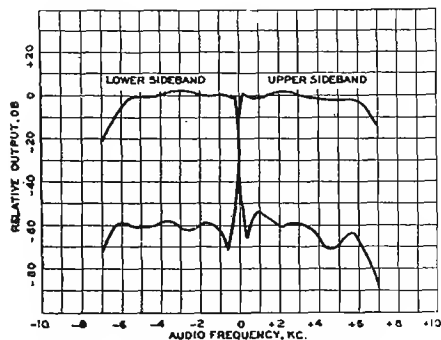



Fig. 4. - Risposta dei filtri laterali

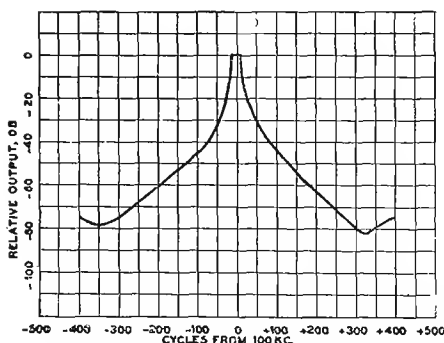



Fig. 5. - Risposta del filtro separatore della portante

Essa è normalmente applicata al circuito di CAG del ricevitore commerciale dove fornisce una protezione contro le interferenze.

Nei sistemi a selezione, la tensione di CAG è applicata al combinatore di selezione, descritto oltre, e quindi al ricevitore commerciale.

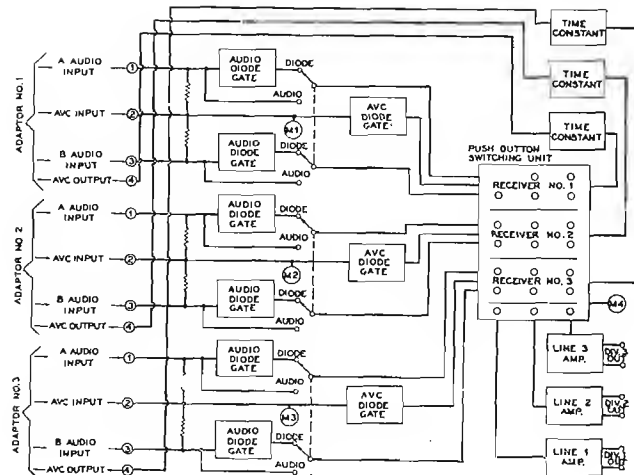
Un commutatore consente di controllare il sistema di CAG o mediante la sola portante filtrata e rettificata oppure mediante il segnale totale rettificato e le bande laterali. Il misuratore di portante fornisce indicazioni visive del livello del segnale e dell'accordo.

3. COMBINATORE DI SELEZIONE

Il principio di funzionamento del combinatore di selezione, rappresentato in fig. 6 è quello di una «fessura» a diodo comandata dal segnale rettificato in modo tale che la «fessura» sceglie automaticamente il segnale audio proveniente dal ricevitore avente la portante rettificata o il segnale totale più intensi.

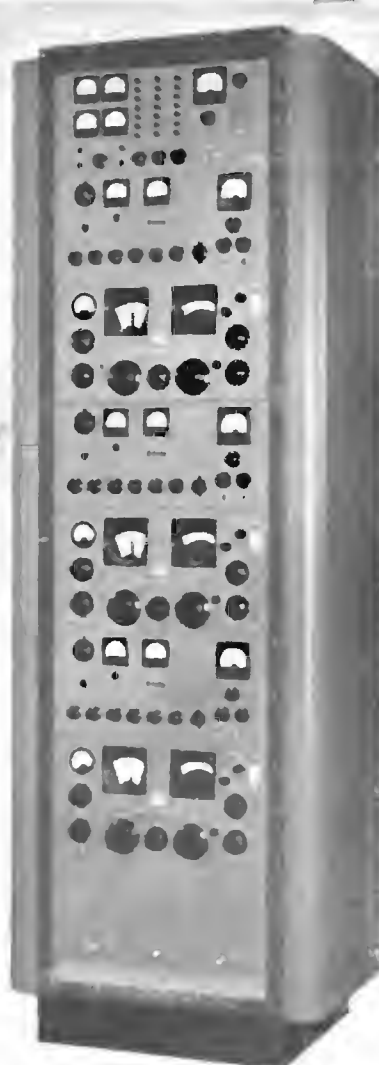
Il segnale audio proveniente da ciascun canale di ciascun ricevitore, fig. 7, è applicato tramite la propria «fessura» a diodo a un resistore di carico comune, incorporato in una unità di commutazione a pulsanti (PUSH BUTTON SWITCHING UNIT). Le tensioni continue provenienti dal circuito per il CAG di ciascun ricevitore sono portate alle rispettive «fessure» a diodo (audio) di ciascun canale, tramite resistori di isolamento, come è rappresentato nello schema, e direttamente a una «fessura» a diodo per il CAG. Le «fessure» a diodo si comportano come resistori controllati, ciascuno dei quali presenta piccola resistenza quando la polarizzazione determinata dal segnale rettificato è alta e alta resistenza quando la polarizzazione è bassa. La tensione audio applicata attraverso il resistore controllato, al resistore di carico comune viene pertanto selezionata in ciascun momento in base alla portante rettificata o al segnale totale più intensi provenienti dal ricevitore.

La tensione audio selezionata in ciascun canale audio è applicata a uno degli amplificatori, facenti parte del combinatore, e la tensione continua generata dal segnale più intenso è rinviata ai singoli ricevitori, onde applicare, un unico CAG. La somma diretta delle uscite audio di ciascun ricevitore può essere ottenuta in luogo della selezione AUDIO.

Gli strumenti M_1, M_2, M_3 forniscono indicazione della intensità dei segnali. M_4 indica su scala logaritmica l'intensità di segnale combinato.

4. CONCLUSIONI

Mediante l'unità di commutazione a pulsante, che contiene i resistori di carico comuni e i resistori di carico artificiale, ciascun canale del ricevitore può essere connesso singolarmente al proprio resistore di carico artificiale per alimentare ciascuno dei tre amplificatori audio (LINE AMP); oppure, i segnali ottenibili da ciascuna combinazione di due o tre ricevitori, connessi in un sistema di selezione automatica su un carico comune, possono essere applicati ad uno qualunque dei tre amplificatori audio. Ciò consente una grande flessibilità di esercizio e assicura il collegamento radio, praticamente con qualsiasi condizione atmosferica.

(*Trigger*)

Fig. 7. - Sistema a triplice selezione.

assistenza TV

D *Da qualche tempo i programmi della RAI-TV provenienti da Roma sono disturbati da una zonatura a strisce bianconere più o meno inclinate che appaiono sullo schermo visivo. Da che cosa dipende ciò? E' colpa del mio televisore?*

L. Grassi - Milano

R Abbiamo già spiegato in questa rubrica che tale inconveniente è unicamente imputabile ad una interferenza a radio frequenza che disturba il terminale ricevente a Milano del ponte radio RAI Roma-Milano. Nonostante tutti gli sforzi della RAI, non si è ancora potuto individuare la fonte disturbatrice a Milano, data la saltuarietà delle sue manifestazioni. Comunque il suo televisore non c'entra per nulla.

D *Da qualche tempo (circa un mese) non ricevo più bene come per il passato, col mio televisore americano (S.W.) da 21 pollici. L'immagine è tutta piena di puntini (nevischio) e poco contrastata, mentre prima, per quasi un anno ho ricevuto sempre bene. Seguo sempre questa vostra interessante Consulenza TV, e apprendendo che l'Antenna può deteriorarsi col tempo, ho fatto fare una revisione alla stessa sul tetto della casa ove abito, ma senza alcun risultato. Come discesa impiego il cavo autoadattante 150 ohm. Che cosa mi consigliate?*

R. Venturi - Torino

R Se la revisione è stata fatta bene, controllando la continuità del circuito dalla presa presso il televisore verso l'antenna, e controllando gli isolamenti fra i conduttori della linea e fra conduttori e massa, non rimane altro che pensare ad una alterazione delle caratteristiche elettromeccaniche del cavo autoadattante, cosa che si è già verificata in qualche caso a causa di un'entrata di acqua all'interno del cavo stesso. Chieda l'intervento di un tecnico munito di un misura campo e determini il valore del campo agli estremi della linea (presa d'antenna). Dovrebbe avere un minimo di almeno 800 ÷ 1000 microwolt/metro; se trova un valore inferiore occorre procedere ad una revisione di tutto l'impianto d'antenna cavo compreso.

D *Mi è stato detto da un tecnico (o pseudo tecnico) che il mio televisore non « interlaccia » bene. Come faccio a controllare ciò? E come posso rimediarvi?*

G. Santini - Brescia

R Per controllare se avviene l'interlacciamento occorre fissare una piccola zona dell'immagine ove la rigatura d'analisi sia ben visibile, se esiste l'interlacciamento, le righe appaiono come leggermente saltellanti, vibranti (flicker di riga) a causa della loro alternazione da quadro a quadro.

Se non vi è interlacciamento le righe appaiono più spaziate, fisse, in tal caso vi è completo appaiamento, ed il numero di righe utili è ridotto alla metà (312).

Per ottenere l'interlacciamento, agendo sui soli controlli frontali (senza intervenire nei valori circuitali dello chassis) provi a ruotare leggermente in un senso o nell'altro la manopolina del comando di sincronismo verticale osservando attentamente nel contempo un determinato gruppo di righe dell'immagine. Movendo detto controllo dovrà osservare nettamente il passaggio dalle condizioni di non interlacciamento a quelle di interlacciamento.

Se non ottiene alcun risultato, occorrerà intervenire nel circuito di separazione ed integrazione degli impulsi verticali od anche variando il valore della resistenza di « peak » del tubo di scarica che segue l'oscillatore di quadro.

D *Vi sarei grato se vorreste spiegarmi quali sono i reali vantaggi del circuito cascode oggi tanto decantato.*

M. Marini - Torino

R Il circuito così detto « cascode » presenta il particolare vantaggio di accusare un elevato rapporto segnale-disturbo, nel senso che tale rapporto risulta inerente a quello di un solo stadio mentre l'amplificazione è quella attribuita ad uno stadio e mezzo ed è molto stabile.

L'unico inconveniente del cascode (talvolta invero molto grave) è dovuto al fatto che essendo le due valvole disposte in serie sul circuito anodico, la tensione anodica afferente a ciascuna delle valvole, dipende dall'impedenza dinamica delle stesse.

Perciò se quest'ultima è uguale per le due valvole, la tensione anodica totale si distribuirà ugualmente (metà) fra ciascuna di esse. Però se le impedenze dinamiche sono molto diverse (a causa di alterazioni fisiche) può accadere che la tensione anodica si distribuisca non uniformemente fra le due valvole in modo da ridurre molto l'efficenza complessiva.

nel mondo della TV

(segue da pag. 94)

Durante una recente riunione a Colonia dei delegati tecnici delle TV europee la Germania ha presentato il campione di un nuovo tipo di trasmettitore-satellite automatico, destinato ad estendere enormemente il servizio TV in tutte le zone malservite. Trattasi di un trasmettitore di piccola potenza (20 W) che nel principio classico della supereterodina converte il segnale TV completo (video ed audio) da un canale ad un altro nella banda TV. In altre parole riceve ad esempio su un'altura, un segnale sul canale terzo e lo ritrasmette senza alcuna demodulazione sul canale quinto con un'antenna diretta verso la zona da servire. Il funzionamento è interamente automatico: in caso di guasto è prevista una commutazione (pure automatica) su un secondo apparato di riserva coesistente.

Notiziario industriale

Che cos'é la « CO.EL.TO. » ?

LA S. p. A. CO.EL.TO (Costruzioni Elettroniche - Torino) è sorta nell'intento di dedicarsi allo studio ed alla realizzazione di tutti quegli apparecchi inerenti la tecnica elettronica, oggi sempre più diffusi nel campo professionale ed industriale.

La CO.EL.TO oltre a dedicarsi alla fabbricazione di apparecchi speciali per applicazioni industriali, ha lanciato sul mercato alcuni tipi di ricevitori televisivi, di propria creazione, che soddisfano oggi pienamente le richieste del pubblico più esigente.

Detti televisori, offrono la possibilità all'utente, di avere sempre una visione ottima, con una grande facilità di regolazione, in quanto ogni apparecchio dispone frontalmente di due doppi comandi che permettono la sintonizzazione dell'emittente, la regolazione dell'intensità sonora e del contrasto.

Tutti gli altri comandi sono regolabili posteriormente, poichè, data la grande stabilità dell'apparecchio, raramente è necessario ricorrere ad ulteriori regolazioni.

Un efficace controllo automatico di guadagno, consente di poter utilizzare l'apparecchio, in zone prossime o lontane dal trasmettitore, senza dover effettuare commutazioni di sensibilità e grazie al controllo automatico di brillanza si ottiene un'immagine perfettamente costante, con particolare intensità luminosa.

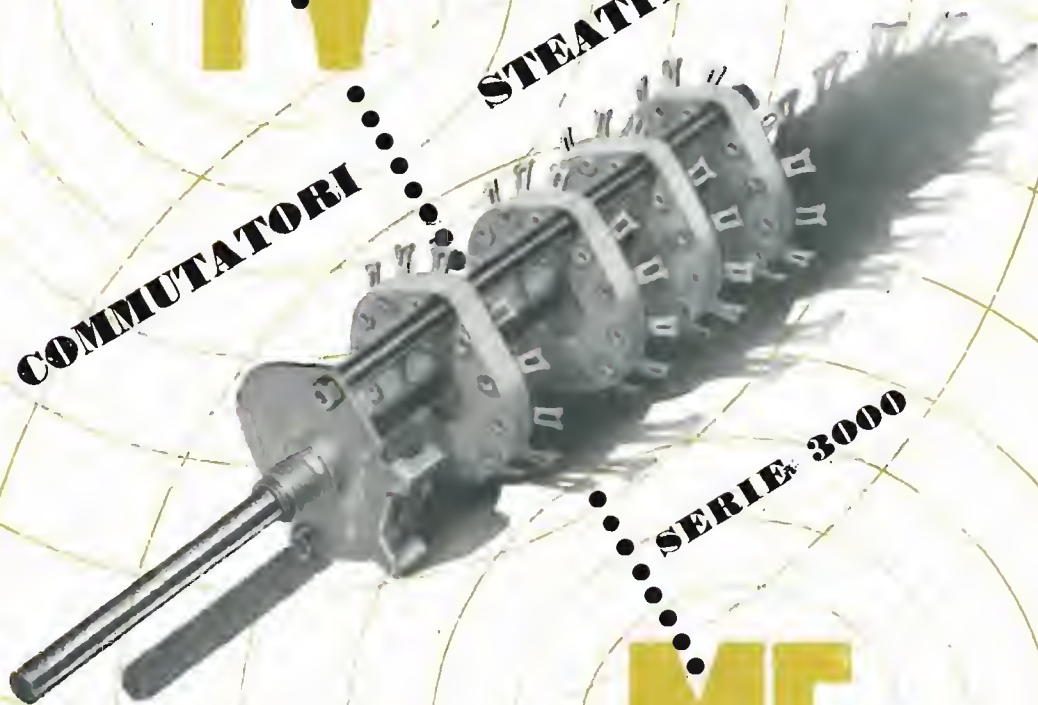
I sincronismi sono studiati in modo da non dover richiedere praticamente alcuna regolazione.

Il circuito è composto di 22 tubi elettronici, alimentati in parallelo da un trasformatore adattabile a tutte le tensioni della rete italiana. Il televisore CO.EL.TO viene presentato, per soddisfare le varie esigenze, in diversi modelli e dimensioni.

Sono stati inoltre realizzati, due tipi di televisore per proiezione; uno, di dimensioni ridotte, che consente la perfetta proiezione su di uno schermo di circa un metro, ed un altro su grande schermo, particolarmente indicato per collegi, alberghi, ecc.

Per gli amatori di musica, è stato costruito un radiogrammofono di altissima qualità, che comprende: un sintonizzatore ad otto gamme d'onda di cui una a modulazione di frequenza, un amplificatore di bassa frequenza, di tipo Williamson con speciale trasformatore d'uscita e possibilità di regolazione di tonalità sulle note gravi ed acute, un altoparlante bifonico, collocato in uno speciale labirinto acustico bassreflex che rende un piacevole effetto di stereofonia particolarmente avvertibile sulle basse frequenze.

Il cambiadischi automatico a 3 velocità, è dotato di testine professionali intercambiabili per dischi normali e microsolco.

Infine, una serie completa di strumenti di misura, compresi oscillografi di alta qualità, di voltmetri a valvola, normali e a larga banda, di commutatori elettronici ecc., completano la serie di prodotti realizzati in modo razionale dalla CO.EL.TO. (*Tr.*)

MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Tel. 79.57.62/63

FIERA CAMPIONARIA DI MILANO - Padiglione 33 - Posteggio 33397 - Tel. 799